

Untersuchungen an Geschalteten Reluktanzantrieben für Elektrofahrzeuge

Von der Fakultät für Elektrotechnik
der Universität der Bundeswehr München

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

(Dr.-Ing.)

genehmigte

Dissertation

von

Dipl.-Ing. Andreas Greif

DISTRIBUTION STATEMENT A:
Approved for Public Release -
Distribution Unlimited



Neubiberg
2000

1122168

REPORT DOCUMENTATION PAGE

Form Approved OMB No. 0704-0188

Public reporting burden for this collection of information is estimated to average 1 hour per response, including the time for reviewing instructions, searching existing data sources, gathering and maintaining the data needed, and completing and reviewing the collection of information. Send comments regarding this burden estimate or any other aspect of this collection of information, including suggestions for reducing this burden to Washington Headquarters Services, Directorate for Information Operations and Reports, 1215 Jefferson Davis Highway, Suite 1204, Arlington, VA 22202-4302, and to the Office of Management and Budget, Paperwork Reduction Project (0704-0188), Washington, DC 20503.

1. AGENCY USE ONLY (Leave blank)		2. REPORT DATE 2000	3. REPORT TYPE AND DATES COVERED Dissertation	
4. TITLE AND SUBTITLE Untersuchungen an Geschalteten Reluktanzantrieben fuer Elektrofahrzeuge Experiments on Switched-on Reluctance Mechanisms for Electric Vehicles			5. FUNDING NUMBERS	
6. AUTHOR(S) Andreas Greif				
7. PERFORMING ORGANIZATION NAME(S) AND ADDRESS(ES) Fakultaet fuer Elektrotechnik, Institut fuer Elektrische Antriebstechnik, Universitaet der Bundeswehr Muenchen			8. PERFORMING ORGANIZATION Report Number REPORT NUMBER	
9. SPONSORING/MONITORING AGENCY NAME(S) AND ADDRESS(ES)			10. SPONSORING/MONITORING AGENCY REPORT NUMBER	
11. SUPPLEMENTARY NOTES Text in German. Title and abstract in German and English, 226 pages.				
12a. DISTRIBUTION/AVAILABILITY STATEMENT Distribution A: Public Release.			12b. DISTRIBUTION CODE	
ABSTRACT (Maximum 200 words) The study's reluctance mechanism, henceforth GRM, is described in functional terms, and then delimited through two calculation models, the first of which enables the computation of torque and electric current, the second of a much more analytical nature. The models are then compared insofar as a GRM can be considered a source of torque. Based on the results of these two processes, a torque steering for the GRM is produced. Particularly emphasized are the implementation and application thereof in modern micro-controllers in the instructions for vehicle operation. As a check of the torque steering, two GRMs (in test machines #1 and #2) with performance electronics and steering were constructed and measured.				
14. SUBJECT TERMS German, UNIBW, Reluctance mechanisms, Torque, Steering, Vehicle operations, Micro-controllers			15. NUMBER OF PAGES	
			16. PRICE CODE	
17. SECURITY CLASSIFICATION OF REPORT UNCLASSIFIED	18. SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE UNCLASSIFIED	19. SECURITY CLASSIFICATION OF ABSTRACT UNCLASSIFIED	20. LIMITATION OF ABSTRACT UNLIMITED	

Untersuchungen an Geschalteten Reluktanzantrieben für Elektrofahrzeuge

Von der Fakultät für Elektrotechnik
der Universität der Bundeswehr München

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

(Dr.-Ing.)

genehmigte

Dissertation

von

Dipl.-Ing. Andreas Greif



Neubiberg
2000

AQ F03-02-0384

20021122 168

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. J. Wiesinger

1. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. H. Bausch

2. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. R. Marquardt

Tag der Promotion: 29.05.2000

Der Druck der Dissertation wurde mit Haushaltsmitteln der

Universität der Bundeswehr München gefördert.

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Doktorand am *Institut für Elektrische Antriebstechnik* der Universität der Bundeswehr München.

Sie gehört in eine Reihe von Arbeiten, welche die Eignung von elektrischen Maschinen für den Einsatz in Antrieben für Elektrostraßenfahrzeuge untersuchten.

Mein besonderer Dank gilt dem Leiter des Instituts, Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Bausch. Ohne seine wertvollen Anregungen und Hinweise sowie seine stete Bereitschaft zur Diskussion hätte diese Arbeit nicht entstehen können.

Für die Übernahme der Mitberichterstattung und der damit verbundenen intensiven Durchsicht der Arbeit danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. R. Marquardt.


Für das Interesse und die Unterstützung danke ich Herrn Dr.-Ing. J. Friedrich und Herrn K.E. Noreikat von der Firma *DaimlerBenz AG* in Stuttgart.

Den Mitarbeitern der Firma *TEMIC* danke ich für ihre ständige Diskussions- und Hilfsbereitschaft.

Die Arbeit wäre ohne das ausgezeichnete Betriebsklima und die vertrauensvolle Zusammenarbeit aller Institutsangehöriger nicht möglich gewesen. Ich danke allen Beteiligten, insbesondere dem Laborleiter Herrn Dr.-Ing. B. Lange und vor allem meinem früheren Kollegen Armin Nickel.

Meinen Freunden, meinen Eltern und besonders meiner Frau danke ich für ihr Verständnis und ihre Unterstützung.

Neubiberg, im Mai 2000


Andreas Greif

Inhaltsverzeichnis

Seite

1	Einleitung	5
2	Die Geschaltete Reluktanzmaschine	9
2.1	Funktionsprinzip	9
2.2	Mathematisches Modell	12
2.2.1	Allgemeines Modell	15
2.2.2	Lineares Modell	17
2.3	Drehmomentbildung	19
2.4	Statische Drehmomente	20
2.5	Betriebsarten	22
2.5.1	Gepulster Betrieb	23
2.5.2	Blockbetrieb	28
3	Simulation des Betriebsverhaltens aus punktweise vorliegenden Kennlinien	30
3.1	Vorbereitende statische Berechnungen	32
3.1.1	Berechnung der Koenergieverläufe	34
3.1.2	Berechnung der Verläufe des statischen Drehmomentes	36
3.1.3	Aufbereitung der vorliegenden ψ -i-Kennlinien	38
3.2	Dynamische Berechnung	39
3.2.1	Berechnung des Strangstromverlaufes	39
3.2.2	Berechnung des Verlaufes und des Mittelwertes des Strangmomentes	41
3.3	Vergleich von Rechnung und Messung	44
4	Simulation mit analytischen Kennlinien	49
4.1	Aufbereitung der vorliegenden ψ -i-Kennlinien	49
4.1.1	Approximation der ψ -i-Kennlinien	50
4.1.2	Berechnung der Koeffizienten a , b und n	51
4.1.3	Darstellung der ψ - γ -Kennlinien	52
4.1.4	Darstellung der ψ -i-Kennlinien	54
4.2	Dynamische Berechnungen	54
4.2.1	Berechnung des Strangstromverlaufes	55

4.2.2	Berechnung des Verlaufes und des Mittelwertes des Strangmomentes.....	56
4.3	Vergleich von Rechnung und Messung.....	60
4.4	Bewertung beider Rechenverfahren.....	64
5	Einsatz der GRM als Drehmomentquelle.....	68
5.1	Bestimmung der Steuerparameter.....	68
5.1.1	Approximation der Schaltwinkelverläufe von γ_A und γ_K	70
5.1.2	Approximation der Stromsollwertverläufe.....	75
5.2	Berechnung der Steuerparameter mit einem Mikrocontroller.....	79
5.2.1	Berechnung der Schaltwinkel im Mikrocontroller.....	80
5.2.2	Berechnung des Stromsollwertes im Mikrocontroller.....	82
6	Stromregelverfahren.....	84
6.1	Realisierung mit einem Hystereseregler.....	86
6.1.1	Zweipunktregler mit Hysterese.....	86
6.1.2	Dreipunktregler mit Hysterese.....	89
6.2	Realisierung mit einem linearen Regler.....	92
6.2.1	Aufbau des Regelkreises.....	92
6.2.2	Zeitkonstanten eines digitalen Reglers.....	95
6.2.3	Reglertopologie.....	96
6.2.4	Programmtechnische Realisierung.....	97
6.3	Abstimmung des Reglers auf die GRM.....	99
6.3.1	Rotorpositionsabhängige Zeitkonstante.....	99
6.3.2	Bestimmung der Reglerparameter.....	101
6.3.3	Ausgleich der induzierten Strangspannung durch eine Vorsteuerung.....	103
6.3.4	Verbesserung des Einschaltverhaltens durch einen PWM-Startwert.....	109
6.3.5	Erweiterung des Regelbereiches für Generatorbetrieb.....	111
6.4	Vor- und Nachteile der Reglertopologien.....	114
7	Beeinflussung der Stromform.....	116
7.1	Beeinflussung des Geräuschverhaltens.....	116
7.2	Beeinflussung des Drehmomentverlaufs.....	121
8	Bestimmung der Rotorposition.....	133
8.1	Mechanische Sensoren.....	133

8.1.1	Absoluter Positionssensor mit geringer Auflösung	133
8.1.2	Inkrementalgeber	135
8.1.3	Resolver.....	136
8.1.4	Leiterplattenresolver	138
8.2	„Sensorlose“ Positionsbestimmung	144
8.2.1	Positionsbestimmung aus aktiven Strängen	144
8.2.2	Positionsbestimmung aus inaktiven Strängen	146
9	Realisierung von Antrieben für Elektrofahrzeuge	150
9.1	Umrichtertopologie	150
9.2	Mikrocontrollersteuerung	153
9.2.1	Testmaschine 1	153
9.2.2	Testmaschine 2.....	155
9.2.3	Asynchronmaschine	159
10	Messungen an Testmaschine 2	161
10.1	Vergleich berechneter und gemessener Strangstromverläufe	162
10.2	Vergleich Soll- Istmoment	169
10.3	Grenzkennlinien	170
10.4	Wirkungsgrad	172
10.4.1	Motorwirkungsgrad.....	172
10.4.2	Stromrichterwirkungsgrad	174
10.4.3	Antriebswirkungsgrad.....	176
10.5	Ermittlung der Verlustkomponenten	178
10.5.1	Bestimmung der Verluste im Betriebsbereich.....	178
10.5.2	Verlustbetrachtung an der thermischen Betriebsgrenze.....	184
11	Vergleichsmessung Asynchronmaschine.....	189
11.1	Vergleich der aktiven Daten von Testmaschine 2 und Asynchronmaschine	189
11.2	Vergleich der Maximalkennlinien	191
11.3	Wirkungsgrade der Asynchronmaschine.....	191
11.4	Vergleich der Antriebswirkungsgrade von Testmaschine 2 und Asynchronmaschine	196
12	Zusammenfassung.....	198

13 Anhang	200
13.1 Maschinendaten	200
13.1.1 Testmaschine 1	200
13.1.2 Testmaschine 2	202
13.1.3 Asynchronmaschine	205
13.2 Aufbau der Stromrichter	206
13.2.1 Testmaschine 1	206
13.2.2 Testmaschine 2 und Asynchronmaschine	208
13.3 Meßausrüstung	211
13.4 Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen	215
14 Literaturverzeichnis.....	219

1 Einleitung

Um auch in Zukunft die Mobilität der Menschen garantieren zu können und dennoch eine Entlastung der Umwelt zu erreichen, werden alternative Antriebsarten für Straßenfahrzeuge benötigt. Hier bietet die Verwendung eines Elektromotors ein großes Potential. Das Problem der Energiequelle ist zwar nach wie vor noch nicht zufriedenstellend gelöst, es zeichnen sich aber immer wieder Fortschritte in der Brennstoffzellen- und Batterietechnik ab. Auch der Hybridantrieb als eine Kombination aus Verbrennungsmaschine und Elektromotor, der nur einen kleinen Speicher für die elektrische Energie benötigt, stellt ein ressourcenschonendes Fahrzeugkonzept dar. In die Diskussion um den am besten geeigneten Antrieb wird auch die Geschaltete Reluktanzmaschine (GRM) einbezogen.

Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist die Steuerung einer speziell für die Anforderungen im Fahrzeug ausgelegten GRM. Zur Bewertung des Antriebs wird ein Vergleich mit einer Asynchronmaschine mit Käfigläufer (AMK) dokumentiert.

Um einen Elektroantrieb als Traktionsantrieb in Straßenfahrzeugen betreiben zu können, muß er als Drehmomentquelle genutzt werden, das heißt, es muß ein linearer Zusammenhang zwischen einer Vorgabe (z.B. Fahrpedal) und dem abgegebenen Moment der Maschine gewährleistet sein. Dabei kann der Fahrer eine Abweichung der Linearität durch eine leicht veränderte Fahrpedalstellung korrigieren. Wenn jedoch zusätzlich andere Systeme der Fahrzeugsteuerung wie ABS, Traktionskontrolle und Tempomat in die Drehmomentvorgabe eingreifen, werden hohe Anforderungen an den linearen Zusammenhang zwischen Soll- und Istmoment gestellt.

Bei den heute hauptsächlich eingesetzten Maschinen kann diese Forderung relativ leicht mit verschiedenen Regelungskonzepten erfüllt werden, indem der Fluß und/oder Strom gesteuert wird. Bei der Gleichstrommaschine erfolgt die Drehmomentvorgabe durch den Ankerstrom selbst, bei der Synchronmaschine durch dessen Querkomponente. Entsprechend kann bei der Asynchronmaschine über die Läuferfrequenz die drehmomentbildende Stromkomponente gesteuert werden. In jedem Fall muß aber die Möglichkeit gegeben sein, Strom und Fluß unabhängig voneinander zu beeinflussen.

Diese Voraussetzung ist bei einer GRM nicht erfüllt. Hier sind Fluß und Strom nicht linear miteinander gekoppelt. Es kann dadurch nicht mit ausreichender Genauigkeit und Geschwindigkeit aus den elektrischen Eingangsgrößen der Maschine auf das erzeugte Drehmoment zurückgerechnet werden. Bei der GRM ist die Drehmomentbildung stark abhängig von der Stromform und damit von den Schaltwinkeln. Durch Einsatz geeigneter Berechnungsverfahren, in denen Stromhöhe und Schaltwinkel festgelegt werden, ist es möglich, diese Parameter durch Funktionen nachzubilden. Auf diese Weise kann die GRM als *gesteuerte* Drehmomentquelle betrieben werden. Eine *Regelung* des Drehmomentes, wie sie bei anderen Maschinentypen durch Einprägung der momentbildenden Stromkomponente erfolgt, ist gegenwärtig nicht möglich.

Dennoch ist es sinnvoll, sich mit der GRM weiterhin zu befassen. Der Grund wird ersichtlich aus einer Gegenüberstellung von GRM und einer AMK, die momentan als etablierter Standardantrieb zu betrachten ist. Neben den Nachteilen der GRM gegenüber der AMK wie

- höhere Grundfrequenz und damit verbunden höhere Eisenverluste,
- höhere Drehmomentwelligkeit,
- ungünstigeres Geräuschverhalten,
- aufwendige Drehmomentsteuerung (Schaltwinkelbestimmung)

sind die beiden Motorkonzepte in einigen Punkten gleich zu stellen, wie z.B.

- ähnliche Ausnutzung,
- vergleichbares Gewicht und Bauvolumen,
- vergleichbare Dimensionierung der Leistungselektronik,
- gleicher (kleiner) benötigter Luftspalt,
- gleicher realisierbarer Feldschwächbereich.

Die GRM weist jedoch auch Vorteile gegenüber der AMK auf:

- Durch den windungslosen Rotor entfallen die Stromwärmeverluste auf der Läuferseite und das Trägheitsmoment ist geringer,
- die einfache Bauweise läßt bei einer Serienfertigung Optimierungsschritte bezüglich der Kostenreduzierung zu,

- durch Vorfertigung der Wicklungen sind hohe Kupferfüllfaktoren realisierbar,
- die Überlastbarkeit im niedrigen Drehzahlbereich ist hoch,
- die Stromform ist in Bezug auf Zusatzverluste unkritisch,
- der Wechselrichter für GRM weist eine inhärente Sicherheit auf und muß daher nicht gegen „harte“ Brückenkurzschlüsse geschützt werden.

Durch geeignete Steuerverfahren kann auf das Geräusch- und Drehmomentverhalten Einfluß genommen werden. Dadurch stellt die GRM nach wie vor eine interessante Alternative zur AMK dar.

- In dieser Arbeit werden zwei Verfahren vorgestellt, mit denen es möglich ist, das Betriebsverhalten einer GRM ausgehend von ihren charakteristischen ψ -i-Kennlinien zu berechnen. Basierend auf diesen Ergebnissen wird eine Drehmomentsteuerung für GRM realisiert. Hier wird besonderer Wert auf die Implementierung in moderne Mikrocontroller und die Anwendung bzw. Anforderungen in Fahrzeugen gelegt. Zur Überprüfung der Drehmomentsteuerung wurden zwei GRM (im weiteren Testmaschine 1 und Testmaschine 2) mit Leistungselektronik und Steuerung aufgebaut und vermessen.

In **Kapitel 2** wird das grundsätzliche Funktionsprinzip der GRM, sowie mathematische Modelle zur Berechnung des Betriebsverhaltens dargestellt. **Kapitel 3** beschreibt ein Berechnungsmodell, das es ermöglicht, die Verläufe von Strangstrom und Drehmoment aus punktweise vorliegenden ψ -i-Kennlinien zu bestimmen. Das in **Kapitel 4** erläuterte Modell geht dagegen von analytischen Kennlinien aus. Es folgt ein Vergleich beider Berechnungsmodelle. Ein Steuerverfahren, das es ermöglicht, eine GRM als Drehmomentquelle zu betreiben, wird in **Kapitel 5** dargestellt. Hierzu wird eine schnelle Implementierung in einen Mikrocontroller beschrieben. **Kapitel 6** beschäftigt sich mit verschiedenen Verfahren zur Strangstromregelung. Es wird ein neues Reglerkonzept vorgestellt und ebenfalls für die Implementierung in einen Mikrocontroller optimiert. In **Kapitel 7** wird auf das Geräuschverhalten und die Drehmomentpulsation der GRM eingegangen. Es werden Möglichkeiten aufgezeigt, die diesbezüglich in bestimmten Betriebsbereichen durch Beeinflussung der Stromform zu erheblichen Verbesserungen führen. **Kapitel 8** setzt sich mit der Bestimmung der Rotorposition auseinander. Es werden verschiedene Sensoren und sog. „sensorlose“ Konzepte besprochen. Der Schwerpunkt liegt hier auf der Beschreibung und Optimierung eines Leiterplattenresolver. **Kapitel 9** beschäftigt

sich mit der Realisierung von Antrieben für den Einsatz in Elektrofahrzeugen. Es wird die Leistungs- und Steuerungselektronik sowie die Struktur der eingesetzten Software beschrieben. In **Kapitel 10** erfolgt eine Bewertung des Steuerungsverfahrens an Hand von Meßergebnissen bezüglich der Güte der Stromregelung und der Drehmomentsteuerung. Weiterhin werden die Wirkungsgrade und die Aufteilung der Verluste sowie die Betriebsgrenzen von Testmaschine 2 untersucht. In **Kapitel 11** wird Testmaschine 2 mit einer AMK hinsichtlich Wirkungsgrad und Betriebsgrenzen verglichen. Die Auslegung der AMK erfolgte unter gleichen Randbedingungen (Gehäuse, Kühlung, Leistungs- und Steuerungselektronik). Durch eine Zusammenfassung der Ergebnisse in **Kapitel 12** wird die Arbeit abgeschlossen. Die wichtigsten Angaben zu den Antrieben, zur Leistungs- und Steuerelektronik und zur eingesetzten Meßausrüstung befinden sich in **Kapitel 13**.

2 Die Geschaltete Reluktanzmaschine

Dieses Kapitel beschreibt das Funktionsprinzip einer Geschalteten Reluktanzmaschine anhand des linearen Modells. Es folgt eine Gegenüberstellung dieser einfachen Beschreibung mit dem allgemeinen mathematischen Modell, wobei der Einfluß der Sättigung auf die Drehmomentbildung besonders berücksichtigt wird. Abschließend werden die verschiedenen Betriebsarten der GRM und deren Besonderheiten erläutert.

2.1 Funktionsprinzip

Das Prinzip der Drehmomenterzeugung in der GRM ist denkbar einfach: Es beruht auf der Tatsache, daß auf ein Stück Eisen in einem Magnetfeld eine Anziehungskraft wirkt. Wenn das Eisen stabförmig ist, so daß sich zwei Pole ausbilden und diese Anordnung drehbar gelagert ist (**Bild 2-1**), wird sich der Stab so in das Magnetfeld hineindrehen, daß die Feldlinien parallel zu ihm stehen. In dieser Position verharrt der Stab in einer stabilen Ruhelage. Der magnetische Kreis hat in dieser Position seinen minimalen magnetischen Widerstand (minimale Reluktanz). Sie wird daher auch als Längsfeldstellung (aligned position) oder kurz d-Stellung bezeichnet. Steht der Stab senkrecht zu den Feldlinien so wirkt keine tangentielle Kraft auf ihn. Er befindet sich in einer labilen Ruhelage. Der magnetische Widerstand ist in dieser Stellung maximal. Diese Position wird als Querfeldstellung (unaligned position) oder q-Stellung bezeichnet. Wenn der Stab jedoch die geringste mechanische Auslenkung erfährt, wird er sich in die ausgerichtete d-Stellung begeben, da der magnetische Kreis bestrebt ist, seine Reluktanz zu minimieren. Die Richtung der Feldlinien und damit des Stromes in der Spule beeinflusst die Drehrichtung nicht.

Um den Stab in eine kontinuierliche Drehung zu versetzen, ist es notwendig, mehrere Spulen am Umfang anzuordnen und diese der Reihe nach zu bestromen.

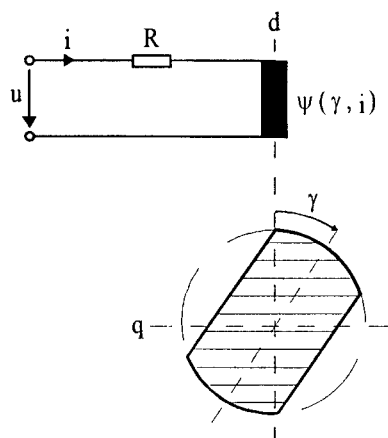


Bild 2-1: Schema einer einsträngigen Geschalteten Reluktanzmaschine

Aus diesem Grund weichen realisierte Reluktanzmotoren von dieser einfachen Geometrie ab. **Bild 2-2** zeigt eine Ausführung mit $N_s = 6$ am Umfang verteilten Spulen, von denen immer die gegenüberliegenden zwei Spulen zu einer elektrischen Einheit (Strang) verschaltet sind. Es entsteht eine Maschine mit $m = 3$ Strängen. Jeder Strang der Maschine erzeugt am Umfang ein stark geschnittes Magnetfeld mit $2p = 2$ Polen.

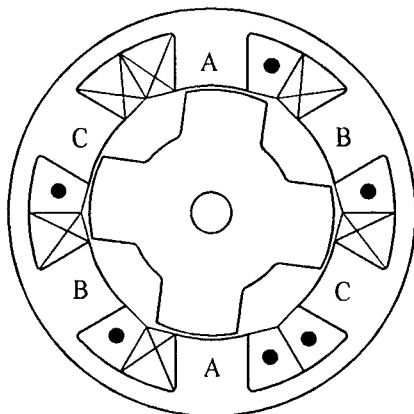


Bild 2-2: Querschnitt einer GRM mit 6 Stator- und 4 Rotorzähnen

Der Rotor dieser Anordnung erinnert in seiner Form an ein Zahnrad. Er weist $N_R = 4$ ausgeprägte Pole auf. Man spricht bei dieser Ausführung von einer 6/4-Geometrie mit sechs Statorzähnen und vier Rotorzähnen. Allgemein kann gesagt werden, daß sich bei der GRM die Anzahl der Statorzähne (Statorpole), die magnetisch nicht weiter unterteilt sind, zu

$$N_S = 2pm \quad (2-1)$$

ergibt und die Anzahl der Rotorzähne (Rotorpole) zu

$$N_R = 2p(m \pm 1) \quad (2-2)$$

Diese Definitionen der Zahnzahlen weisen auf den Ursprung der GRM, den Schrittmotor, hin. Von den beiden in **Gl. (2-2)** gegebenen Möglichkeiten für die Festlegung der Rotorzahnzahl hat sich

$$N_R = 2p(m - 1) \quad (2-3)$$

(2-3)

als die günstigere erwiesen.

(2-3)

Aufgrund dieser Zusammenhänge sind eine Vielzahl verschiedener Anordnungen für die Realisierung einer GRM möglich. Zum Beispiel eine 12/8-Geometrie mit $N_S = 12$ und $N_R = 8$, bei der jeweils $2p = 4$ um 90° versetzte Statorzähne zu einem Strang verschaltet sind, so daß wieder eine Maschine mit $m = 3$ Strängen entsteht. Bei einer 8/6-Geometrie mit $N_S = 8$ und $N_R = 6$ sind nur $2p = 2$ gegenüberliegende Spulen zu einem Strang verschaltet. Es handelt sich daher um eine viersträngige Maschine ($m = 4$). In **Bild 2-3** ist links eine 12/8- und rechts eine 8/6-Geometrie dargestellt.

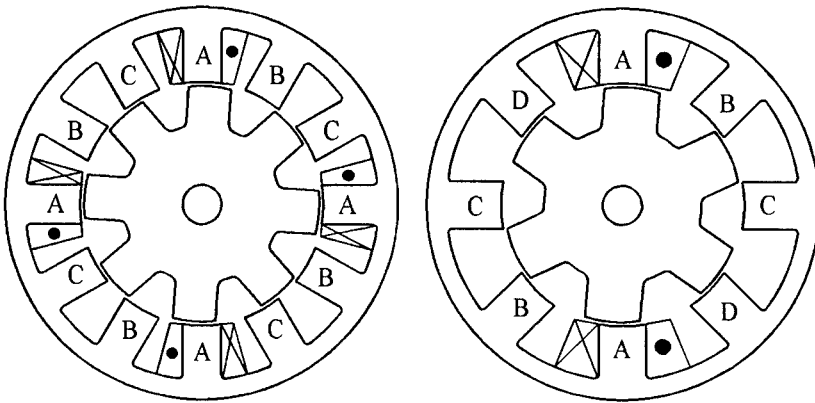


Bild 2-3: Querschnitte von GRM mit $N_s = 12$ und $N_r = 8$ bzw. $N_s = 8$ und $N_r = 6$

Es existieren noch eine Vielzahl anderer Bauformen, angefangen bei ein- und zweiphasigen Systemen, bis hin zu hochpoligen Maschinen, die hier jedoch nicht weiter betrachtet werden sollen.

2.2 Mathematisches Modell

Die Geschaltete Reluktanzmaschine wird durch die Spannungsgleichung pro Strang

$$u = iR + \frac{d\psi(\gamma, i)}{dt} = iR + \frac{\partial \psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt} \quad (2-4)$$

beschrieben, wobei $\frac{\partial \psi}{\partial i} \frac{di}{dt}$ den induktiven und $\frac{\partial \psi}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt}$ den rotatorischen Anteil der Spannung darstellen. Dabei wird vorausgesetzt, daß die Stränge der GRM magnetisch entkoppelt sind.

Für eine genaue mathematische Beschreibung muß der nichtlineare magnetische Kreis vollständig berücksichtigt werden. Dieser wird durch die ψ - i -Kennlinie eines Stranges mit dem Rotordrehwinkel γ als Parameter beschrieben (**Bild 2-4**).

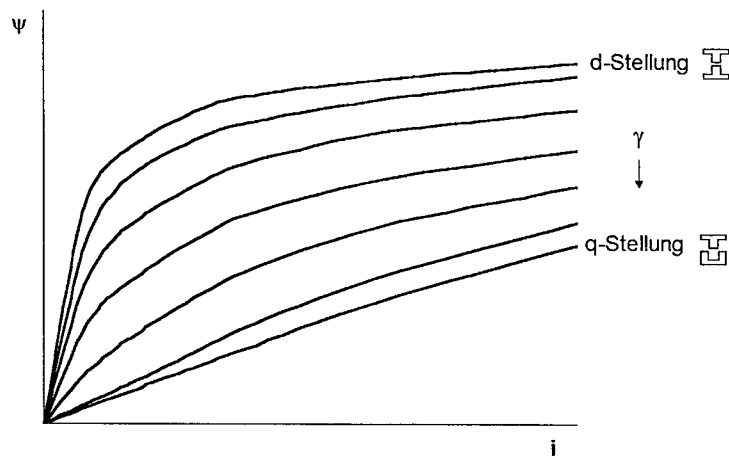


Bild 2-4: ψ - i -Kennlinien eines Stranges

Dieses *allgemeine Modell* [Mil93] liefert zwar sehr gute Ergebnisse, allerdings wird die komplexe Beschreibung im Einzelfall schnell unübersichtlich.

Um sich mit der Funktionsweise der GRM vertraut zu machen bietet sich ein einfacheres Modell an. Das *lineare Modell* [Rie81] geht von einer Maschine aus, die nur im linearen Bereich der ψ - i -Kennlinien betrieben wird. Dadurch kann mit dem Begriff der Induktivität gearbeitet werden. Es wird ein Induktivitätsverlauf $L(\gamma)$ eingeführt.

Es existieren auch Vorschläge, eine globale Induktivität $L(\gamma, i)$ einzuführen, um den gewohnten Begriff der Induktivität weiter verwenden zu können. Mit diesem *linearisierten Modell* [Cha87, Mat89, Ort93, Stp79, Ray86] wird eine Linearisierung im Arbeitspunkt vorgenommen. In [Nic98] werden alle drei Modelle miteinander verglichen. Es zeigt sich, daß das *linearisierte* und das *allgemeine Modell* die gleichen Ergebnisse liefern, jedoch weist das *linearisierte Modell* eine wesentlich unübersichtlichere Struktur auf. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit nicht weiter darauf eingegangen.

Allen drei mathematischen Modellen zur Beschreibung der GRM liegen zwei Vereinfachungen zugrunde. Zum einen wird der Einfluß von Hystereseeffekten auf die ψ - i -Kennlinie vernachlässigt. Zum anderen wird davon ausgegangen,

daß sich die Stränge untereinander magnetisch nicht beeinflussen. Die zweite Annahme kann getroffen werden, wenn für die Flüsse im Ständer- und im Rotorjoch das Superpositionsprinzip angewendet werden kann. Dies ist nur dann zulässig, wenn in den Jochbereichen keine Sättigungseffekte auftreten. Bei sehr hoch ausgenutzten Maschinen können allerdings auch Teile des Jochs in der Sättigung betrieben werden. Das hat zur Folge, daß das auf dieser Vereinfachung basierende berechnete Drehmoment höher ist, als das von der Maschine abgegebene Drehmoment. **Bild 2-5** zeigt ein Feldlinienbild.

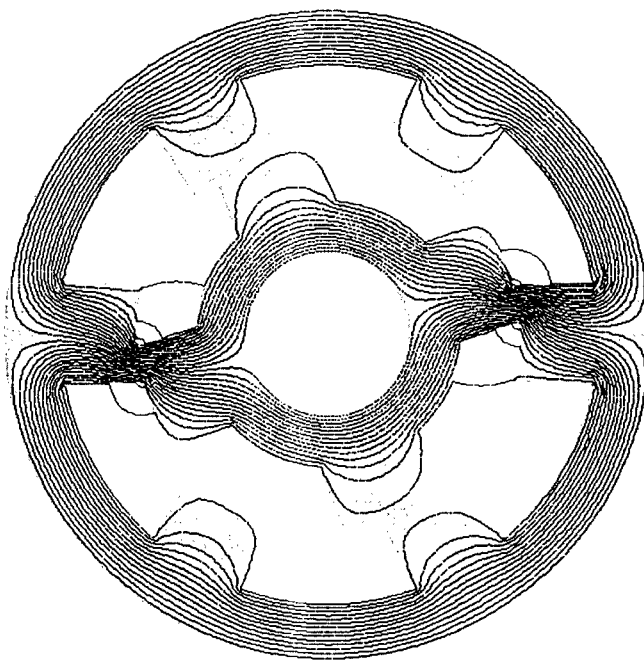


Bild 2-5: Feldlinienbild einer GRM

Im Folgenden wird das genauere *allgemeine* und das einfachere *lineare Modell* erläutert. Das *lineare Modell* wird im Laufe der Arbeit immer wieder zu prinzipiellen Betrachtungen herangezogen. Zur genauen Berechnung des Betriebsverhaltens wird das *allgemeine Modell* eingesetzt.

2.2.1 Allgemeines Modell

Wie **Bild 2-1** und **Bild 2-4** zeigen, ist der verkettete Fluß ψ einer GRM sowohl eine Funktion des Rotordrehwinkels γ als auch des Strangstromes i . Die Spannungsgleichung **Gl. (2-4)** gilt dabei für beliebige Zeitverläufe von Strom und Spannung. Daraus ergibt sich die Energiebilanz zu

$$u i dt = i^2 R dt + i \frac{\partial \psi}{\partial i} di + i \frac{\partial \psi}{\partial \gamma} d\gamma = i^2 R dt + dW + dA \quad (2-5)$$

Sie enthält neben der Stromwärme die Änderung der magnetischen Energie

$$dW = i d\psi = \frac{\partial W}{\partial i} di + \frac{\partial W}{\partial \gamma} d\gamma \quad (2-6)$$

und die Änderung der mechanischen Arbeit

$$dA = \left(i \frac{\partial \psi}{\partial i} - \frac{\partial W}{\partial i} \right) di + \left(i \frac{\partial \psi}{\partial \gamma} - \frac{\partial W}{\partial \gamma} \right) d\gamma \quad (2-7)$$

Der erste Klammerausdruck verschwindet wegen der partiellen Ableitung der magnetischen Energie nach dem Strangstrom

$$\frac{\partial W}{\partial i} = i \frac{\partial \psi}{\partial i} \Leftrightarrow i \frac{\partial \psi}{\partial i} - \frac{\partial W}{\partial i} = 0 \quad (2-8)$$

Daraus ergibt sich das innere Drehmoment M eines Stranges zu

$$M = \frac{dA}{d\gamma} = i \frac{\partial \psi}{\partial \gamma} - \frac{\partial W}{\partial \gamma} \quad (2-9)$$

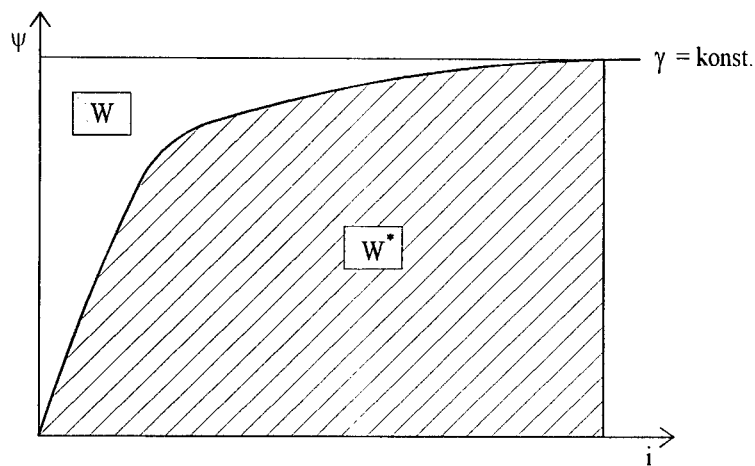


Bild 2-6: Magnetische Energie und Koenergie im Allgemeinen Modell

In Bild 2-6 wird der Begriff der magnetischen Koenergie W^* mit

$$W^* = i\psi - W \quad (2-10)$$

eingeführt. Mit deren partieller Ableitung nach dem Rotordrehwinkel γ

$$\frac{\partial W^*}{\partial \gamma} = i \frac{\partial \psi}{\partial \gamma} - \frac{\partial W}{\partial \gamma} \quad (2-11)$$

kann das innere Drehmoment M als Änderung der magnetischen Koenergie nach dem Winkel γ dargestellt werden:

$$M = \frac{\partial W^*}{\partial \gamma} = i \frac{\partial \psi}{\partial \gamma} - \frac{\partial W}{\partial \gamma} \quad (2-12)$$

Diese Beziehungen sind allgemein gültig. Sie treffen auch für das lineare Modell zu, da dieses eine Untermenge des allgemeinen Modells beschreibt.

2.2.2 Lineares Modell

Das lineare Modell arbeitet mit einer Stranginduktivität $L(\gamma)$, die nur von der Rotorposition γ abhängig ist. Eine genaue Beschreibung der GRM ist daher nur im ungesättigten Betriebsbereich möglich. Durch diese Vereinfachung ergibt sich der verkettete Fluß zu

$$\psi(\gamma, i) = L(\gamma) i \quad (2-13)$$

Die Spannungsgleichung vereinfacht sich ebenfalls zu

$$u = iR + \frac{d(L(\gamma)i)}{dt} = iR + L(\gamma) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\gamma)}{d\gamma} \frac{d\gamma}{dt} \quad (2-14)$$

Dabei stellt $L(\gamma) \frac{di}{dt}$ wiederum den induktiven und $i \frac{dL(\gamma)}{d\gamma} \frac{d\gamma}{dt}$ den rotatorischen Anteil der Spannung in vereinfachter Form dar. Der rotatorische Anteil entspricht der induzierten Spannung einer Gleichstromreihenschlußmaschine.

Die Energiebilanz

$$u i dt = i^2 R dt + L(\gamma) i di + \frac{dL(\gamma)}{d\gamma} i^2 d\gamma = i^2 R dt + dW + dA \quad (2-15)$$

enthält die Änderung der magnetischen Energie

$$dW = \frac{\partial W}{\partial i} di + \frac{\partial W}{\partial \gamma} d\gamma = L(\gamma) i di + \frac{1}{2} \frac{dL(\gamma)}{d\gamma} i^2 d\gamma \quad (2-16)$$

und die Änderung der mechanischen Arbeit

$$dA = \left(L(\gamma) i - \frac{\partial W}{\partial i} \right) di + \left(\frac{dL(\gamma)}{d\gamma} i^2 - \frac{\partial W}{\partial \gamma} \right) d\gamma = \left(\frac{dL(\gamma)}{d\gamma} i^2 - \frac{\partial W}{\partial \gamma} \right) d\gamma \quad (2-17)$$

Daraus ergibt sich die das innere Drehmoment zu

$$M = \frac{dA}{d\gamma} = \frac{1}{2} \frac{dL(\gamma)}{d\gamma} i^2 \quad (2-18)$$

Das Drehmoment wird hier durch die Änderung der Stranginduktivität nach dem Rotorwinkel $\frac{dL}{d\gamma}$ bestimmt.

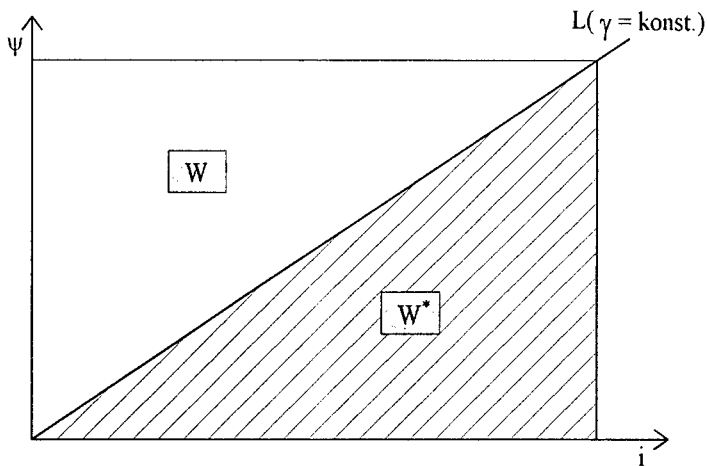


Bild 2-7: Magnetische Energie und Koenergie im linearen Modell

Auch im linearen Modell kann durch Einführung einer magnetischen Koenergie W^* das innere Drehmoment durch deren partielle Ableitung nach dem Rotorwinkel γ dargestellt werden. Hierbei sind magnetische Energie und Koenergie gleich groß (vgl. **Bild 2-7**).

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß das allgemeine Modell in der Lage ist, die GRM in allen Betriebsbereichen exakt zu beschreiben. Allerdings verliert es durch die Berücksichtigung des nichtlinearen magnetischen Kreises an Übersichtlichkeit. Das lineare Modell dagegen liefert nur in Bereichen kleiner Flüsse und Strangströme hinreichend genaue Ergebnisse. Es erlaubt daher keine genaue Berechnung des Betriebsverhaltens. Aufgrund seiner relativ einfachen Struktur ist es jedoch sehr gut dazu geeignet, die prinzipielle Funktionsweise

der GRM zu erklären. Dazu soll es im weiteren Verlauf der Arbeit auch verwendet werden.

2.3 Drehmomentbildung

Ausgehend von Gl. (2-12) erkennt man, daß die Drehmomentbildung bei der GRM auf der Änderung der magnetischen Koenergie W^* nach dem Rotorwinkel γ beruht, oder übertragen auf das lineare Modell nach Gl. (2-18), auf der Änderung der Stranginduktivität $L(\gamma)$ nach dem Rotorwinkel. Dabei gibt das Vorzeichen der Induktivitätsänderung an, ob die Maschine Drehmoment abgibt (Motorbetrieb) oder aufnimmt (Generatorbetrieb). Das Vorzeichen des Strangstromes hat keinen Einfluß auf das Vorzeichen des Drehmomentes.

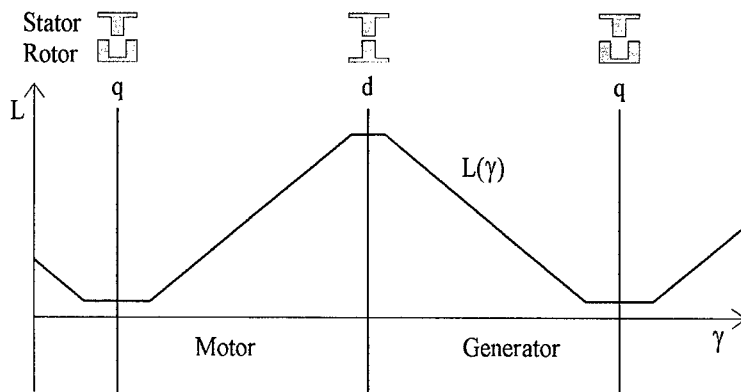


Bild 2-8: Idealisierter Stranginduktivitätsverlauf im linearen Modell

In Bild 2-8 ist dieser Zusammenhang für einen idealisierten Stranginduktivitätsverlauf dargestellt. Eine elektrische Periode (mit $\gamma_{el} = 360^\circ$) erstreckt sich bei der GRM von einer d-Stellung ($\gamma_{el} = 0^\circ$) zur nächsten ($\gamma_{el} = 360^\circ$). Dabei kann eine halbe Periode (zwischen q- und d-Stellung) für den motorischen Betrieb und die andere halbe Periode (zwischen d- und q-Stellung) für den generatorischen Betrieb genutzt werden. Es wird hier deutlich, daß der Winkelbereich, in dem ein Strang vom Strom durchflossen wird, das Vorzeichen des Drehmoments beeinflusst.

Der Zusammenhang zwischen dem mechanischen (γ) und dem elektrischen Rotorlagewinkel (γ_{el}) wird durch die Rotorzahnzahl N_R bestimmt:

$$\gamma_{el} = N_R \gamma \quad (2-19)$$

Für eine GRM mit einer 12/8-Geometrie heißt das, daß während einer mechanischen Umdrehung das in **Bild 2-8** gezeigte Induktivitätsprofil 8 mal durchlaufen wird.

2.4 Statische Drehmomente

Wenn ein Strang einer GRM mit einem konstanten Gleichstrom i gespeist wird, ergibt sich mit dem in **Bild 2-8** vorgegebenen Verlauf der Stranginduktivität ein statischer Drehmomentverlauf $M_{sta}(\gamma)$, wie er in **Bild 2-9** gezeigt ist.

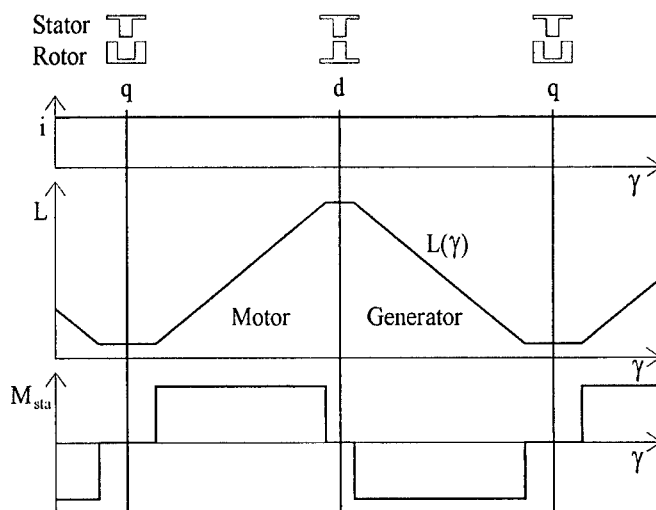


Bild 2-9: Statischer Drehmomentverlauf für $i = konst.$ im linearen Modell

In **Bild 2-10** ist der gemessene Verlauf der Stranginduktivität und des statischen Drehmomentes einer GRM dargestellt. Der konstante Gleichstrom i wurde auf 10% des maximal zulässigen Strangstromes eingestellt. Dadurch ist gewährleistet, daß der magnetische Kreis der GRM noch nicht gesättigt ist. Es ist erkenn-

bar, daß in Bereichen, in denen die Stranginduktivität nahezu linear zu- bzw. abnimmt, ein annähernd konstantes Drehmoment erzeugt wird.

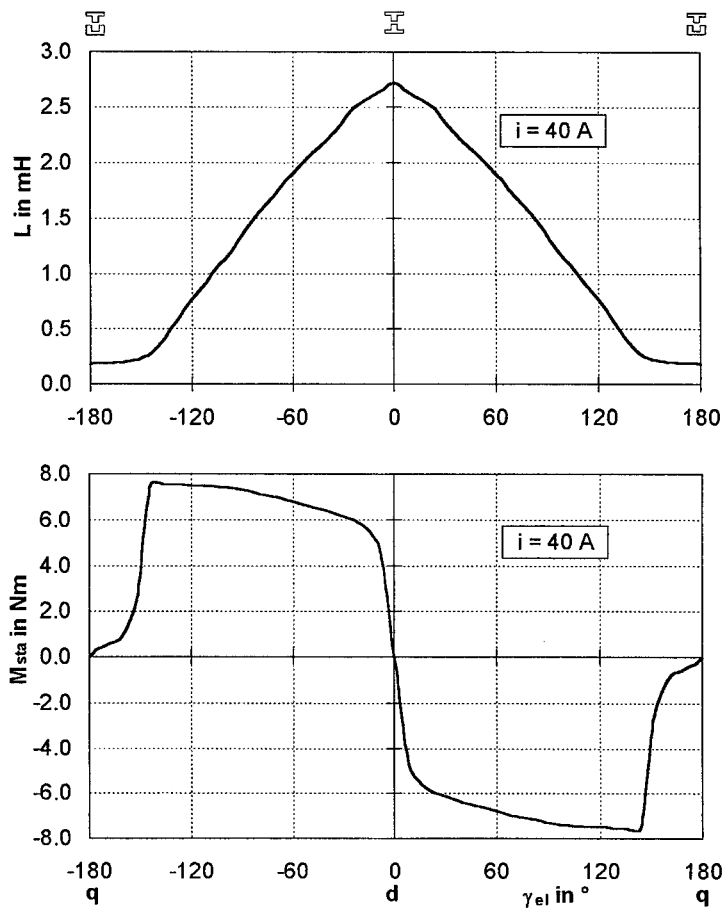


Bild 2-10: Verlauf der Stranginduktivität $L(\gamma)$ sowie des statischen Drehmomentes M_{sta} bei ungesättigtem magnetischen Kreis

Bild 2-11 schließlich zeigt den statischen Drehmomentverlauf für Strangströme, bei denen der magnetische Kreis bereits teilweise gesättigt ist. In diesem Bereich kann mit dem linearen Modell kein zufriedenstellendes Ergebnis mehr erzielt werden, da der Einfluß der Sättigung immer größer wird und nicht mehr

von einer Stranginduktivität ausgegangen werden kann, die nur vom Rotorwinkel abhängt.

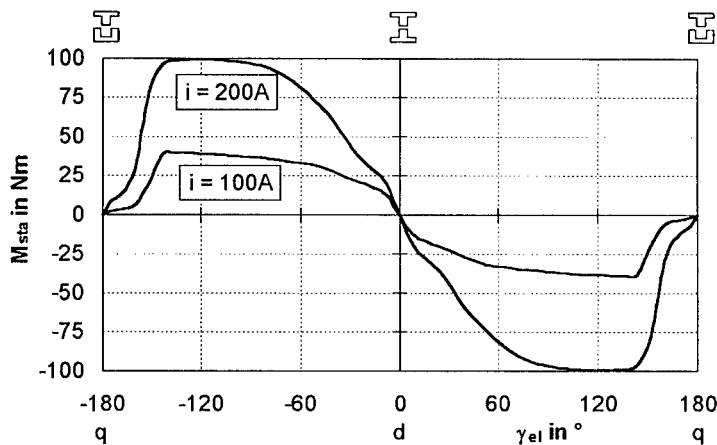


Bild 2-11: Verlauf des statischen Drehmomentes M_{sta} bei teilweise gesättigtem magnetischen Kreis

Für die Berechnung der dynamischen inneren Drehmomente M der einzelnen Stränge müssen die statischen inneren Drehmomente der GRM vorliegen. Diese können entweder durch Messung gewonnen oder, wie später gezeigt wird, direkt aus der ψ - i -Kennlinie bestimmt werden. Um den ganzen Betriebsbereich der GRM beschreiben zu können, wird hierzu vom allgemeinen Modell Gebrauch gemacht. Auf diese Weise ist es möglich, eine Aussage über den Wert des mittleren inneren Drehmomentes M_{avr} zu machen.

2.5 Betriebsarten

Die Drehzahl-Drehmoment-Ebene der Geschalteten Reluktanzmaschine ist vergleichbar mit der einer stromrichter gespeisten Asynchronmaschine (AM). Es sind zwei Bereiche erkennbar. Bei der GRM spricht man zum einen vom *gepulsten Betrieb*, das entspricht dem *Ankerstellbereich* einer AM und zum anderen vom *Blockbetrieb*, der vergleichbar ist mit dem *Feldstellbereich* bei der AM. In **Bild 2-12** ist dieser Zusammenhang dargestellt. In der Realität ist die Grenze zwischen gepulstem Betrieb und Blockbetrieb nicht so einfach zu lokalisieren,

da der Übergang zwischen den beiden Betriebsarten nicht schlagartig erfolgt und nicht, wie im Bild gezeigt, unabhängig vom Drehmoment ist.

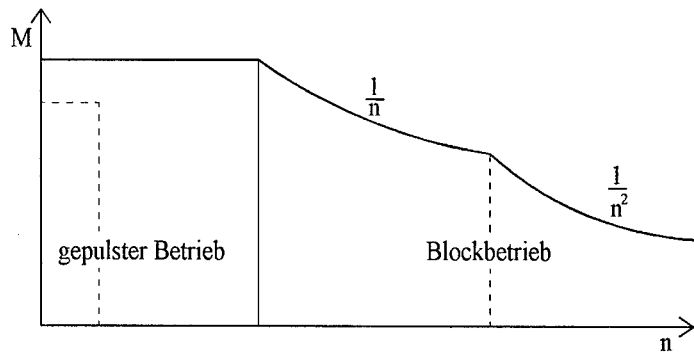


Bild 2-12: Die beiden Betriebsarten der GRM in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene

Weitere Einflußgrößen sind der Wicklungswiderstand und damit die Wicklungstemperatur der GRM sowie die Betriebsspannung. Dieser Zusammenhang wird aus der linearen Spannungsgleichung **Gl. (2-14)** deutlich, wenn man die Änderung des Strangstromes über dem Winkel betrachtet:

$$\frac{di}{d\gamma} = \frac{u - iR - \omega i \frac{dL(\gamma)}{d\gamma}}{\omega L(\gamma)} \quad \text{mit } \omega = \frac{d\gamma}{dt} \quad (2-20)$$

Das Unterscheidungsmerkmal zwischen dem gepulsten Betrieb und dem Blockbetrieb ist, daß im gepulsten Betrieb aktiv eingegriffen werden muß, um den Strangstrom im zulässigen Bereich zu halten. Im Blockbetrieb hingegen stellt sich der Strangstrom aufgrund **Gl. (2-20)** frei ein.

2.5.1 Gepulster Betrieb

Der gepulste Betrieb ist bei der GRM durch eine so große Änderungsgeschwindigkeit des Strangstromes gekennzeichnet, daß dieser durch ein externes Stellglied auf seinen Sollwert i_w geregelt werden muß. Im Betrieb sind daher drei Größen wichtig: Bei Erreichen des Einschaltwinkels γ_A wird die positive Ver-

sorgungsspannung $+U_d$ an den Strang angelegt. Der Strangstrom wird dann auf den Sollwert i_w geregelt. Bei Erreichen des Ausschaltwinkels γ_K wird die negative Versorgungsspannung $-U_d$ an den Strang angelegt. Der Strangstrom klingt dann bis zum Endwinkel γ_E auf den Wert 0 ab. Die Strangspannung wird an diesem Punkt ebenfalls 0. Eine weitere Steuergröße stellt die Bandbreite Δi dar, innerhalb der der Strangstrom geregelt wird. Sie hat Einfluß auf die Schaltfrequenz und damit auf das Geräuschverhalten und auch auf den Wirkungsgrad des Antriebs, ist aber für das Betriebsverhalten der GRM von untergeordneter Bedeutung und wird daher nicht weiter als wichtige Steuergröße betrachtet.

Die Angabe der Schaltwinkel γ_A , γ_K sowie des Endwinkels γ_E erfolgt in dieser Arbeit bezogen auf den elektrischen Rotorwinkel γ_{el} .

Um den Strangstrom zu regeln, gibt es grundsätzlich zwei verschiedene Möglichkeiten. Eine besteht darin, durch Umschalten der Strangspannung zwischen $+U_d$ und $-U_d$ den Strangstrom auf dem Sollwert i_w zu halten. Man spricht hierbei von der *gleichzeitigen Taktung* [Mey90] oder in der englischsprachigen Literatur von *hard chopping* [Mil93]. In **Bild 2-13** ist diese Art der Stromregelung dargestellt.

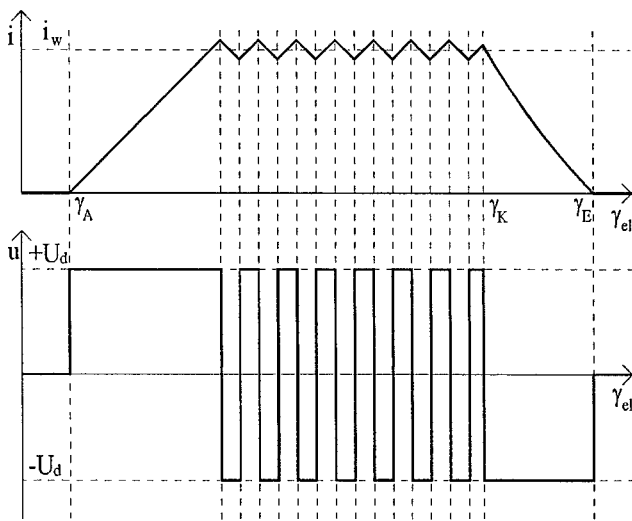


Bild 2-13: Prinzipieller Verlauf von u und i bei gleichzeitiger Taktung

Die zweite Möglichkeit wird als *alternierende Taktung* [Mey90] oder *soft chopping* [Mil93] bezeichnet. Hierbei muß zwischen Motor- und Generatorbetrieb unterschieden werden.

Im Motorbetrieb wird, wie **Bild 2-14** zeigt, die Strangspannung zwischen $+U_d$ und 0 hin und her geschaltet, um den Strangstrom auf seinem Sollwert zu halten.

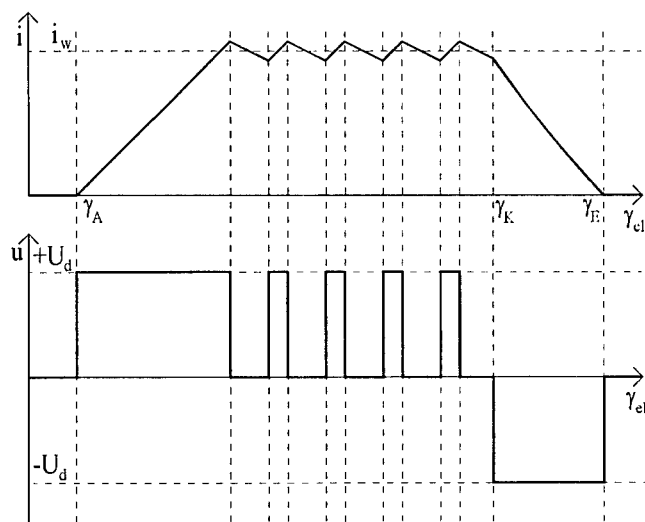


Bild 2-14: Prinzipieller Verlauf von u und i im Motorbetrieb bei alternierender Taktung

Im Generatorbetrieb wird bis zum erstmaligen Erreichen des Stromsollwertes die positive Versorgungsspannung $+U_d$ an den Strang angelegt. Danach wird der Strangstrom durch Umschalten zwischen $-U_d$ und 0 auf seinem Sollwert gehalten. **Bild 2-15** stellt diese Schaltstrategie dar.

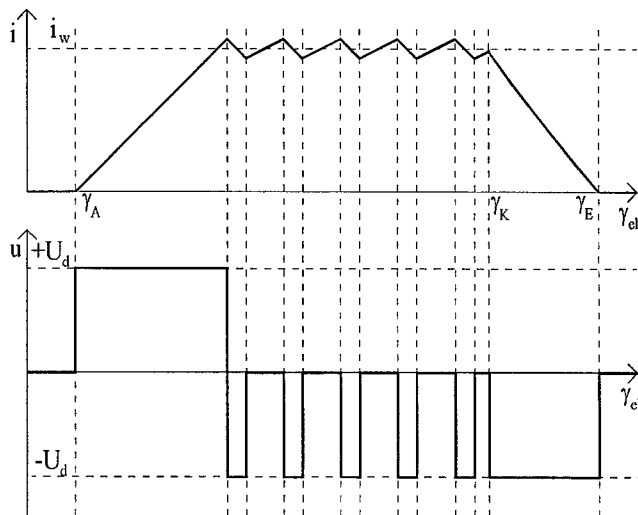


Bild 2-15: Prinzipieller Verlauf von u und i im Generatorbetrieb bei alternierender Taktung

- Im Vergleich der beiden Möglichkeiten für die Regelung des Strangstromes verursacht die gleichzeitige Taktung gegenüber der alternierenden Taktung eine höhere Schaltfrequenz, die eine Erhöhung der Schaltverluste im Stromrichter zur Folge hat. Der Vorteil der gleichzeitigen Taktung ist jedoch, daß keine Unterscheidung zwischen Motor- und Generatorbetrieb vorgenommen werden muß, was bei der alternierenden Taktung notwendig ist. In **Kapitel 6** werden verschiedene Reglerstrukturen vorgestellt und eine neue Variante gezeigt, die diese Unterscheidung zwischen Motor- und Generatorbetrieb bei der alternierenden Taktung mit in den Regelalgorithmus integriert, so daß keine externe Umschaltung des Stromreglers mehr notwendig ist.

Eine Besonderheit stellt der ganz links abgegrenzte Teilbereich in **Bild 2-12** dar. Er gehört ebenfalls zum gepulsten Betrieb. Hier ist die Spannung als Stellgröße für den Strangstrom groß genug, um einen nahezu beliebigen Stromverlauf einzuprägen. Diese Möglichkeit kann genutzt werden, um eine Optimierung des Betriebsverhaltens hinsichtlich der Drehmomentwelligkeit oder des Geräuschverhaltens zu erzielen. Im Detail wird darauf in **Kapitel 7** eingegangen.

2.5.2 Blockbetrieb

Mit zunehmender Drehzahl n steigt auch der rotatorische Teil der Spannung $\omega i \frac{dL(\gamma)}{d\gamma}$ an. Dieser Term entspricht der induzierten Spannung einer Gleichstrommaschine und wirkt der Anstiegsgeschwindigkeit des Strangstromes $\frac{di}{dt}$ entgegen. Ist diese Gegenspannung größer als die Versorgungsspannung abzüglich des Spannungsabfalls am ohmschen Widerstand der Wicklung, so erreicht der Strangstrom seinen Sollwert nicht mehr. Die GRM arbeitet im Blockbetrieb. Dadurch wird die Anzahl der Steuergrößen, die zur Verfügung stehen, auf den Ein- und Ausschaltwinkel reduziert. Zwischen γ_A und γ_K liegt die positive Versorgungsspannung am Strang an und der Verlauf des Strangstromes stellt sich frei ein. Zwischen γ_K und γ_E liegt die negative Versorgungsspannung an, der Strangstrom wird abgebaut.

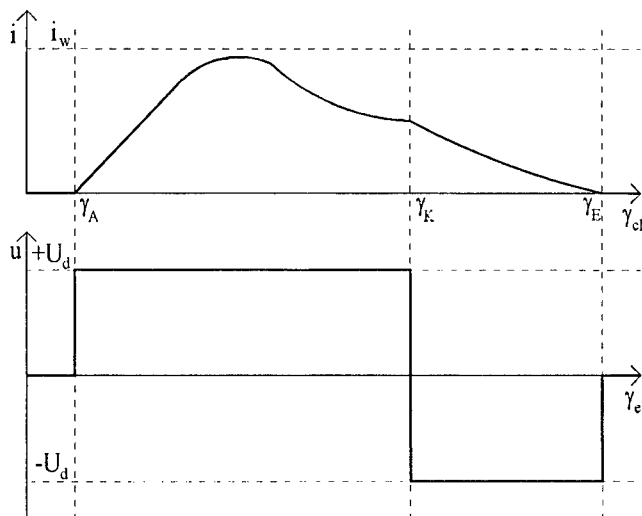


Bild 2-16: Prinzipieller Verlauf von u und i im Blockbetrieb

Bild 2-16 zeigt einen prinzipiellen Strangstromverlauf im Blockbetrieb. Bei Betrachtung von Gl. (2-20) wird klar, daß der Übergang zwischen dem gepulsten Betrieb und dem Blockbetrieb fließend ist. Er wird beeinflusst durch Span-

nungsschwankungen der Quelle, durch den ohmschen Widerstand der Maschinenwicklung und die Durchlaßspannungen des eingesetzten Stromrichters.

In den folgenden Kapiteln werden zwei Simulationsmodelle entwickelt, die es ermöglichen, anhand des allgemeinen Modells der GRM die Verläufe von Strangstrom und Strangdrehmoment zu berechnen. Beide Modelle werden miteinander verglichen. Damit stehen leistungsfähige Werkzeuge zur Verfügung, um das Betriebsverhalten einer GRM zu berechnen.

3 Simulation des Betriebsverhaltens aus punktweise vorliegenden Kennlinien

Die Simulation des Betriebsverhaltens einer GRM ist für die genaue Auslegung des Antriebs unerlässlich. Durch die starken Nichtlinearitäten, die der magnetische Kreis der GRM aufweist, muß einiger Aufwand betrieben werden, um brauchbare Ergebnisse zu erzielen.

Wie in **Kap. 2.4** deutlich wird, ist nicht nur der Verlauf des Strangstromes, sondern vor allem seine Lage bezüglich der Rotorposition ausschlaggebend für den Verlauf und den Mittelwert des Drehmomentes. Sie bestimmt, ob Motor- oder Generatorbetrieb vorliegt. **Bild 3-1** zeigt drei berechnete Strangstrom- und Strangdrehmomentverläufe einer GRM (6/4-Geometrie) mit Einschaltwinkeln γ_A , die jeweils um $\Delta\gamma = 1^\circ \equiv \Delta\gamma_{cl} = 4^\circ$ verschoben sind. Alle anderen Größen, wie der Ausschaltwinkel γ_K , die Drehzahl n und die Versorgungsspannung U_d sind unverändert. Schon bei dieser geringen Verschiebung der Winkel ergeben sich deutliche Unterschiede in den Verläufen von Strangstrom und Strangmoment. Der Mittelwert des inneren Drehmomentes M_{avrGes} verändert sich bei einer Verschiebung des Einschaltwinkels von $\gamma_A(1)$ auf $\gamma_A(2)$ von 36,9 Nm auf 33,8 Nm. Das entspricht einer Differenz von 3,1 Nm oder 8,4% bezogen auf $M_{avrGes}(1)$. Bei einer Verschiebung des Einschaltwinkels um weitere 4° ergibt sich eine Drehmomentänderung von 2,8 Nm oder 8,3% bezogen auf $M_{avrGes}(2)$.

Dieses Beispiel macht deutlich, daß bei der Erstellung eines Rechenmodells für die GRM sehr sorgfältig vorgegangen werden muß, um die drei Steuergrößen γ_A , γ_K und i_w mit ausreichender Genauigkeit zu bestimmen. Weitere Untersuchungen zu den Genauigkeitsanforderungen an die Steuerparameter finden sich in zahlreichen Literaturstellen [Buj94, Gol94, Got94, Hus94, Mil95, Mog91, Oza87, Ste92, Sti92, Sti93, Tor91].

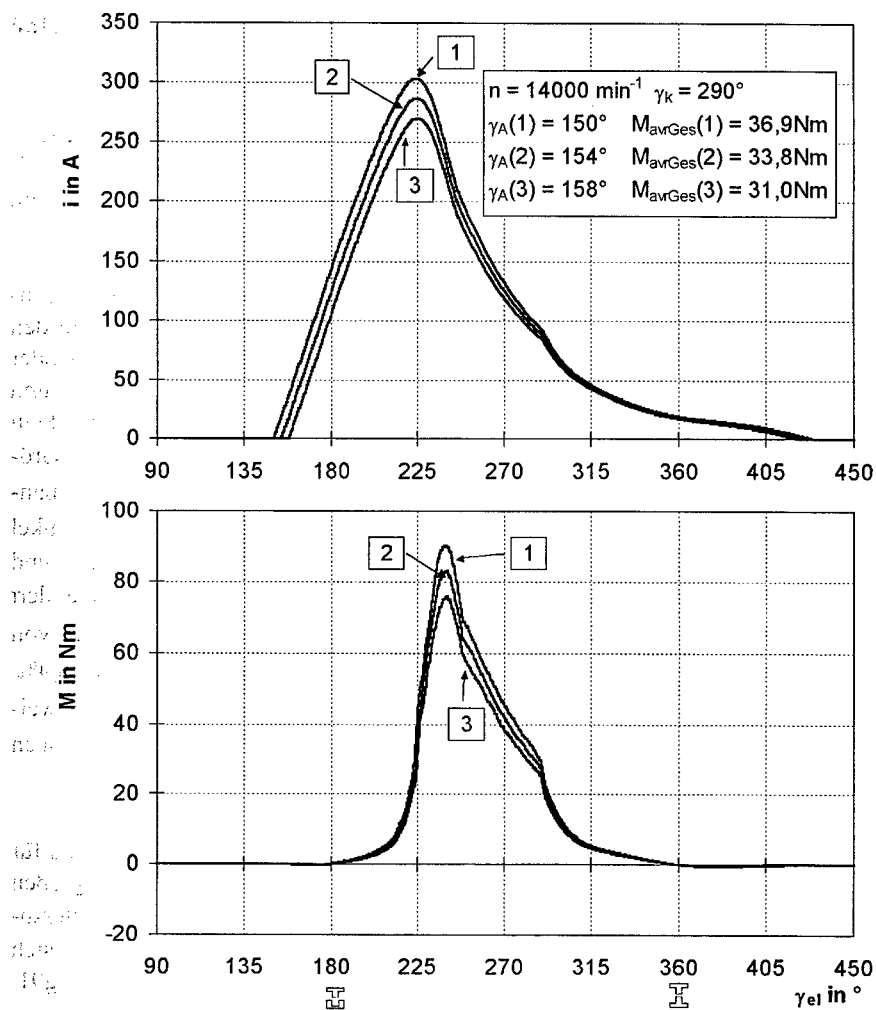


Bild 3-1: Berechnete Verläufe von Strangstrom und -drehmoment für drei verschiedene Einschaltwinkel und konstantem Ausschaltwinkel

Ausgangspunkt für alle bekannten Rechenmodelle von GRM sind die ψ - i -Kennlinien. Sie liefern eine vollständige Beschreibung des magnetischen Kreises. Da diese Kennlinien aber entweder aus Messungen oder aus einer FEM-Berechnung hervorgehen, liegen sie nur punktweise in endlichen Abständen.

32 Simulation des Betriebsverhaltens aus punktweise vorliegenden Kennlinien

den vor. Um jeden beliebigen Punkt der ψ -i-Ebene ansprechen zu können, bieten sich verschiedene Verfahren an. Eine Möglichkeit besteht darin, die ψ -i-Kennlinien als Kennfeld mit einem festen Raster abzulegen und alle Zwischenwerte durch lineare bzw. quadratische Interpolation oder durch kubische Splinefunktionen zu bestimmen [Stp79, Cor93].

Im folgenden Abschnitt wird ein Verfahren beschrieben, das in einem ersten „statischen“ Teil mit Hilfe kubischer Splines aus den ψ -i-Kennlinien die Verläufe der statischen Drehmomente ermittelt und als Kennfeld ablegt. Weiterhin wird in diesem Teil das Raster verfeinert, in dem die Punkte der ψ -i-Kennlinien vorliegen, und ebenfalls als Kennfeld ablegt. Bei der Berechnung der Verläufe von Strangstrom und -moment im zweiten „dynamischen“ Teil wird auf diese beiden Datensätze zurückgegriffen und benötigte Zwischenwerte mittels linearer Interpolation ermittelt. Der "statische" Teil muß nur einmal ausgeführt werden, wenn ein neuer ψ -i-Datensatz aufbereitet werden soll. Der "dynamische" Teil muß für jeden Betriebspunkt, der berechnet werden soll, erneut durchlaufen werden.

3.1 Vorbereitende statische Berechnungen

Grundlage für die Berechnung sind die ψ -i-Kennlinien einer GRM, wie sie in **Bild 3-2** für die Testmaschine 2 (siehe **Kapitel 13**) dargestellt sind.

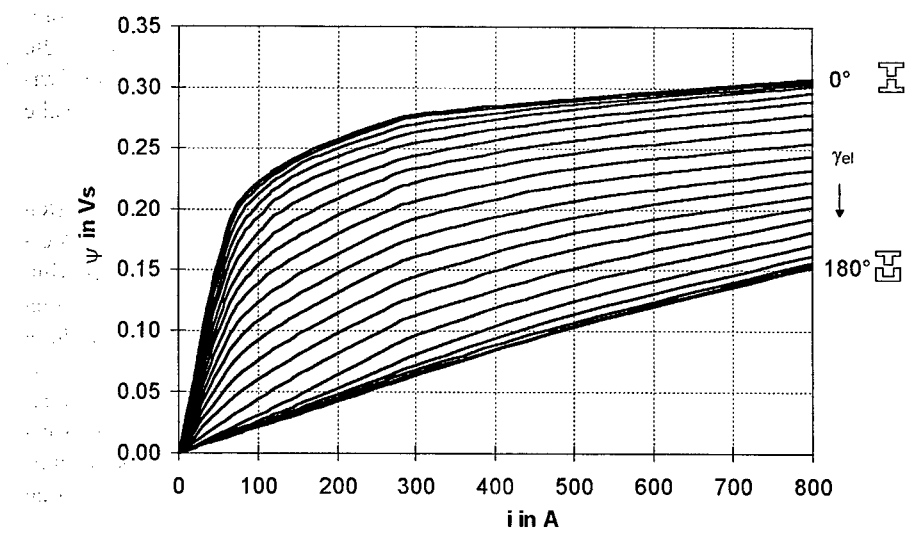


Bild 3-2: Darstellung der ψ - i -Kennlinien für eine GRM

Die ψ - i -Kennlinien liegen punktweise als zweidimensionales Datenfeld vor (Bild 3-3).

	0	—	—	γ_n	—	—	180
0							
i_m				$\psi_{n,m}$			
i_{max}							

Bild 3-3: Aufbau eines $\psi(\gamma,i)$ -Datensatzes

34 Simulation des Betriebsverhaltens aus punktweise vorliegenden Kennlinien

Die Winkelwerte müssen von der **d-Stellung** ($\gamma_{el} = 0^\circ$) bis zur **q-Stellung** ($\gamma_{el} = 180^\circ$) in beliebigen Schritten vorliegen, wobei keine Äquidistanz erforderlich ist. Für die Winkel von der **q-Stellung** bis zur nächsten **d-Stellung** ($\gamma_{el} = 360^\circ$) wird das Datenfeld bei $\gamma_{el} = 180^\circ$ gespiegelt. Die Stromwerte müssen von 0 bis zum Maximalstrom, der bei der späteren Berechnung des Betriebsverhaltens auftritt, vorliegen. Auch hier ist es nicht erforderlich, daß die Meßpunkte äquidistant sind. Es ist jedoch sinnvoll, im Bereich kleiner Ströme und beginnender Sättigung mit einer höheren Dichte an Punkten zu arbeiten.

3.1.1 Berechnung der Koenergieverläufe

Das momentane Strangdrehmoment M einer GRM wird durch die Änderung der Koenergie W^* nach dem Winkel γ bei konstantem Strangstrom i bestimmt:

$$M = \left. \frac{\partial W^*}{\partial \gamma} \right|_{i=\text{konst.}} \quad (3-1)$$

Aus diesem Grund ist es sinnvoll, zunächst aus den vorliegenden $\psi(\gamma, i)$ -Datenfeld ein $W^*(\gamma, i)$ -Datenfeld zu generieren, wie in **Bild 3-4** dargestellt.

	0	—	—	γ_n	—	—	180
0							
⋮							
⋮							
i_m				$W^*_{n,m}$			
⋮							
⋮							
i_{\max}							

Bild 3-4: Aufbau eines $W^*(\gamma, i)$ -Datensatzes

Die Koenergie entspricht, wie in **Bild 3-5** gezeigt, der Fläche unter der jeweiligen Kennlinie.

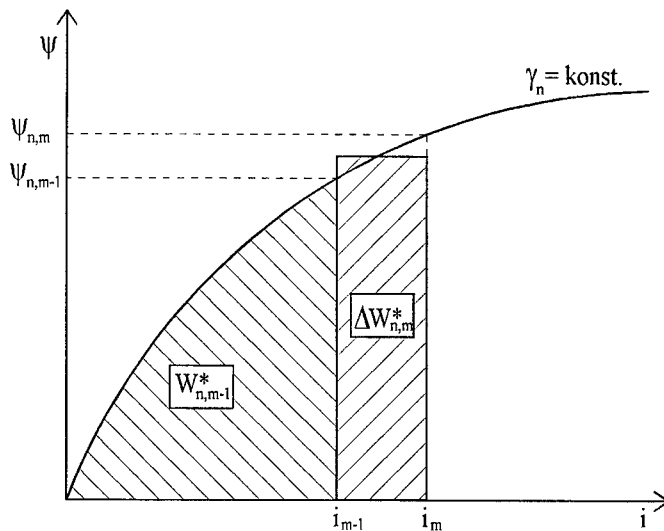


Bild 3-5: Schematische Darstellung der Berechnung der Koenergie

Zur Berechnung wird entlang jeder ψ - i -Kennlinie ($\gamma_n = konst.$) für jeden Stromwert i_m die Koenergieänderung $\Delta W_{n,m}^*$ berechnet

$$\Delta W_{n,m}^* = \frac{\psi_{n,m} + \psi_{n,m-1}}{2} \cdot (i_m - i_{m-1}) \quad (3-2)$$

und zur Koenergie des vorherigen Stromwertes addiert:

$$W_{n,m}^* = W_{n,m-1}^* + \Delta W_{n,m}^* \quad (3-3)$$

Dieses Rechenverfahren nähert den Flächenzuwachs der Koenergie $\Delta W_{n,m}^*$ mit einer rechteckförmigen Fläche an. Wenn die Stromwerte - besonders im Bereich des Knickpunktes der ψ - i -Kennlinie - nicht zu weit auseinander liegen, werden mit dieser Näherung gute Ergebnisse erzielt, wie später noch gezeigt wird.

Die so berechneten Verläufe der Koenergie sind in **Bild 3-6** als Funktion des Rotorwinkels γ mit dem Strangstrom i als Parameter für einige Strangstromwerte dargestellt.

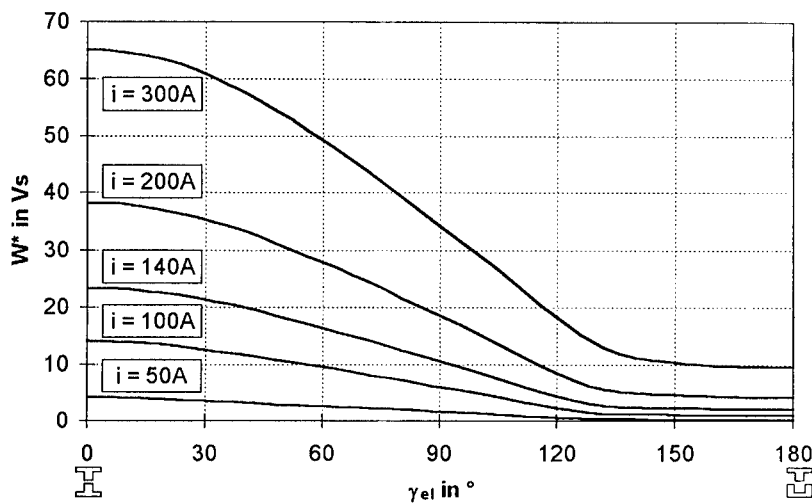


Bild 3-6: Verläufe der Koenergie über den Rotorwinkel mit dem Strangstrom als Parameter für einige Stromwerte

3.1.2 Berechnung der Verläufe des statischen Drehmomentes

Nach Gl. (3-1) kann aus dem $W^*(\gamma, i)$ -Datensatz jetzt ein weiteres Kennfeld generiert werden, das für jeden enthaltenen Punkt das entsprechende statische Drehmoment M_{sta} enthält. Zu diesem Zweck werden die in **Bild 3-6** dargestellten W^* - γ -Verläufe durch kubische Splines interpoliert. Das bedeutet, daß die Verläufe stückweise durch Polynome dritten Grades nachgebildet werden,

$$W_{n,m}^* = a_{n,m}\gamma^3 + b_{n,m}\gamma^2 + c_{n,m}\gamma + d_{n,m} \quad (3-4)$$

wobei n das Intervall zwischen den Stützstellen und m den Index des Stromes angibt. Bei der Berechnung der Koeffizienten wird berücksichtigt, daß an den Stützstellen die 1. und 2. Ableitung stetig ist:

$$f'_n = f'_{n+1} \quad \text{und} \quad f''_n = f''_{n+1} \quad (3-5)$$

Die 1. Ableitung nach dem Rotorwinkel γ entspricht dem momentanen Drehmoment, das der Strang erzeugt:

$$M_{n,m} = 3a_{n,m}\gamma^2 + 2b_{n,m}\gamma + c_{n,m} \quad (3-6)$$

Durch Ungenauigkeiten bei der Messung der ψ -i-Kennlinien werden die Ableitungen wellig. Aus diesem Grund werden die so entstandenen Drehmomentverläufe durch approximierende Splines geglättet und die Werte als Kennfeld, wie in **Bild 3-7** gezeigt, abgelegt. In **Bild 3-8** sind die berechneten, die approximierten und die gemessenen statischen Drehmomente am Beispiel der Testmaschine 2 für einige Stromwerte dargestellt. Die Approximation kommt sehr nahe an die Messung heran. Anders, als an vielen anderen Literaturstellen behauptet, ergibt sich keine exakte Übereinstimmung zwischen Rechnung und Messung. Die berechneten Verläufe zeigen immer gewisse Abweichungen.

	0	—	—	γ_n	—	—	180
0							
i_m				$M_{n,m}$			
i_{\max}							

Bild 3-7: Aufbau des $M_{sta}(\gamma, i)$ -Datensatzes

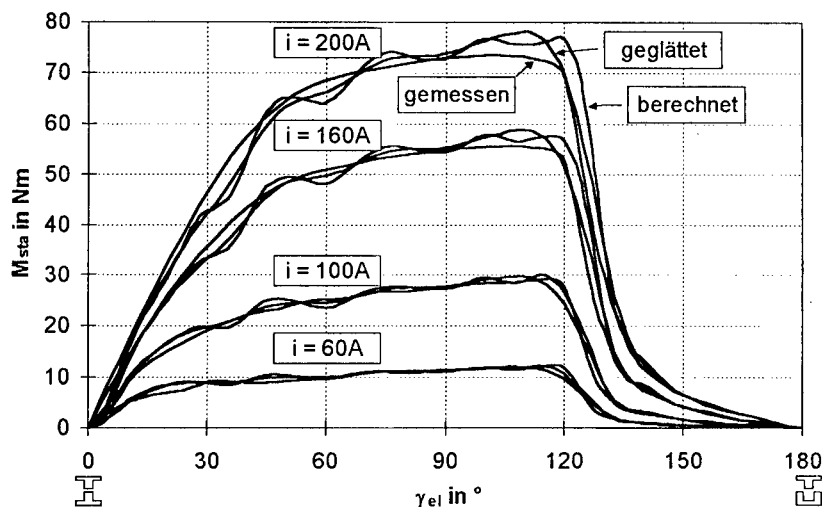


Bild 3-8: Vergleich der gemessenen, berechneten und geglätteten statischen Drehmomente

Das Kennfeld muß nur die Winkelwerte von $0^\circ \leq \gamma_{el} < 180^\circ$ enthalten. Die Werte von $180^\circ \leq \gamma_{el} < 360^\circ$ werden durch Punktspiegelung am Punkt $(\gamma_{el} = 180^\circ, i = 0 A)$ generiert. Dieser $M(\gamma, i)$ -Datensatz wird für die Berechnung der Verläufe des Strangmomentes im dynamischen Teil der Berechnung des Betriebsverhaltens einer GRM verwendet.

3.1.3 Aufbereitung der vorliegenden ψ -i-Kennlinien

Wenn die ψ -i-Kennlinien in einem zu groben Raster vorliegen, ist es notwendig, dieses Raster zu verfeinern. Dabei ist der Abstand der einzelnen Stromwerte unkritisch. Wichtig ist eine feine Winkelunterteilung. Um den Meß- oder Rechenaufwand für die Erstellung der ψ -i-Kennlinien so gering wie möglich zu halten, können die fehlenden Zwischenwerte über Splinefunktionen ermittelt werden. Dazu werden entlang jeder $\psi(\gamma)$ -Kennlinie mit i als Parameter die kubischen Splines bestimmt und dann die entsprechenden Flußwerte berechnet. Bewährt hat sich ein Punktraster mit einem Winkelabstand von $\Delta\gamma_{el} = 1^\circ$ und etwa 25 bis 30 Stromwerte von $0 A$ bis zum geforderten Maximalstrom.

Das so erzeugte $\psi(\gamma, i)$ -Kennfeld und das $M(\gamma, i)$ -Kennfeld aus **Kap. 3.1.2** dienen den dynamischen Berechnungen des Betriebsverhaltens als Eingangsdaten.

3.2 Dynamische Berechnung

Auf Grund der in **Kap. 2.2** zugrunde gelegten Vereinfachung werden die Verläufe von Strangstrom und Strangmoment nur für einen Strang berechnet. Zur Bildung des Verlaufes des Gesamtmomentes wird der berechnete Verlauf entsprechend der Strangzahl der Maschine verschoben und aufaddiert.

Der erste Schritt zur Berechnung des Betriebsverhaltens einer GRM ist die Bestimmung der Strangstromverläufe.

3.2.1 Berechnung des Strangstromverlaufes

Ausgangspunkt für die Berechnung des Strangstromverlaufes ist die Spannungsgleichung der GRM für einen Strang **Gl. (2-4)** in der Form

$$u = iR + \frac{d\psi(\gamma, i)}{dt} = iR + \omega \frac{d\psi(\gamma, i)}{d\gamma} \quad (3-7)$$

mit $dt = \frac{1}{\omega} d\gamma$. Dabei ist i der momentane Strangstrom, u die aktuelle Strangspannung, die bei Vernachlässigung der Durchlaßspannungen der Halbleiter entweder $+U_d$, 0 oder $-U_d$ betragen kann, und R der Wicklungswiderstand der Maschine. Durch Umstellung erhält man

$$\frac{d\psi}{d\gamma} = \frac{1}{\omega} (u - iR) \quad (3-8)$$

Der verkettete Fluß berechnet sich bei konstanter Drehzahl ω daraus zu

$$\psi = \frac{1}{\omega} \int (u - iR) d\gamma + \psi_0 \quad (3-9)$$

Für den i -ten Integrationsschritt mit der endlichen Schrittweite $\Delta\gamma_i$ kann die Flußänderung

$$\Delta\psi_i = \frac{1}{\omega} (u_i - i_i R) \Delta\gamma_i \quad (3-10)$$

und über

$$\psi_i = \psi_{i-1} + \Delta\psi_i \quad (3-11)$$

der Fluß angegeben werden. Für jeden Winkelschritt wird aus dem ψ - i -Kennlinienfeld der entsprechende Strangstrom i_i ermittelt, indem für die aktuelle Rotorposition γ_i der berechnete Fluß ψ_i gesucht und der dazugehörige Strom ausgelesen wird. Für Rotorpositionen, die zwischen den im Kennfeld abgelegten Stützstellen γ_n und γ_{n+1} liegen, wird durch lineare Interpolation der Zeilenindex m für den Strangstrom und durch eine weitere lineare Interpolation der genaue Wert des Strangstromes, der zwischen i_m und i_{m+1} liegt, ermittelt. In **Bild 3-9** ist die Vorgehensweise in der ψ - γ -Ebene gezeigt.

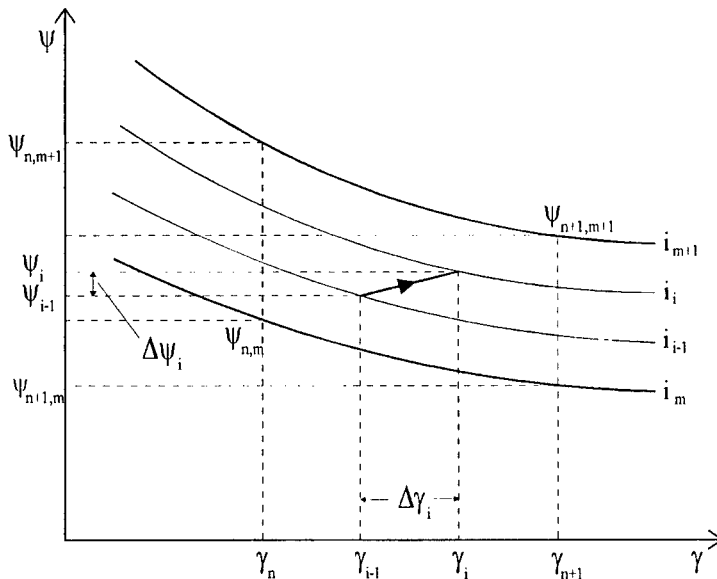


Bild 3-9: Bestimmung des Strangstromes in der ψ - γ -Ebene

Die aktuelle Strangspannung u_i wird über einen Regler (z.B. Hystereseregler) eingestellt.

Als Anfangswertbedingung wird für $\gamma_0 = \gamma_A$ der verkettete Fluß ψ_0 und der Strangstrom i_0 auf 0 gesetzt. Die Iteration wird beendet, wenn bei $\gamma_i = \gamma_E$ der Strangstrom wieder den Wert 0 erreicht.

Bild 3-10 zeigt einen berechneten Strangstromverlauf für einen Betriebspunkt ($n = 9000 \text{ min}^{-1}$, $M_{avrGes} = 32 \text{ Nm}$) der Testmaschine 1.

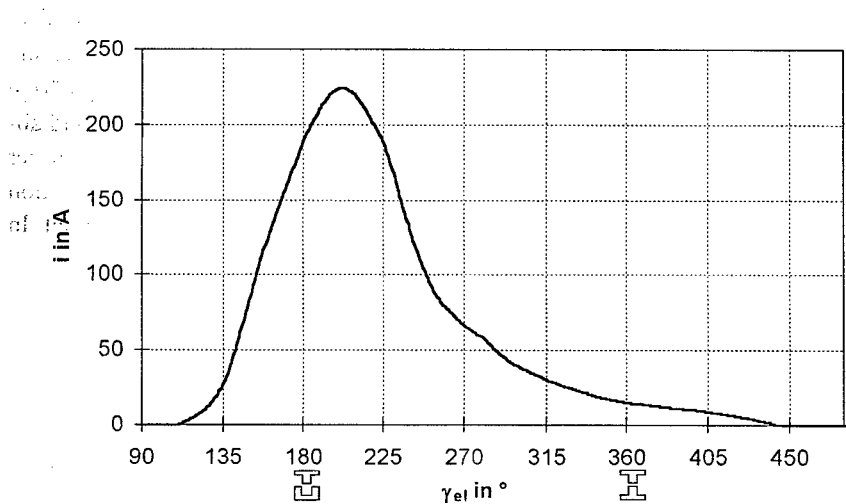


Bild 3-10: Berechneter Strangstromverlauf für einen Betriebspunkt

3.2.2 Berechnung des Verlaufes und des Mittelwertes des Strangmomentes

Für die Berechnung des aktuellen Drehmomentes wird für jedes Wertepaar (γ_i, i_i) aus dem $M(\gamma, i)$ -Kennfeld der entsprechende Wert $M(\gamma_i, i_i)$ bestimmt. Auch hier werden Zwischenwerte durch lineare Interpolation ermittelt. **Bild 3-11** zeigt einen gerechneten Verlauf des Strangmomentes.

42 Simulation des Betriebsverhaltens aus punktwise vorliegenden Kennlinien

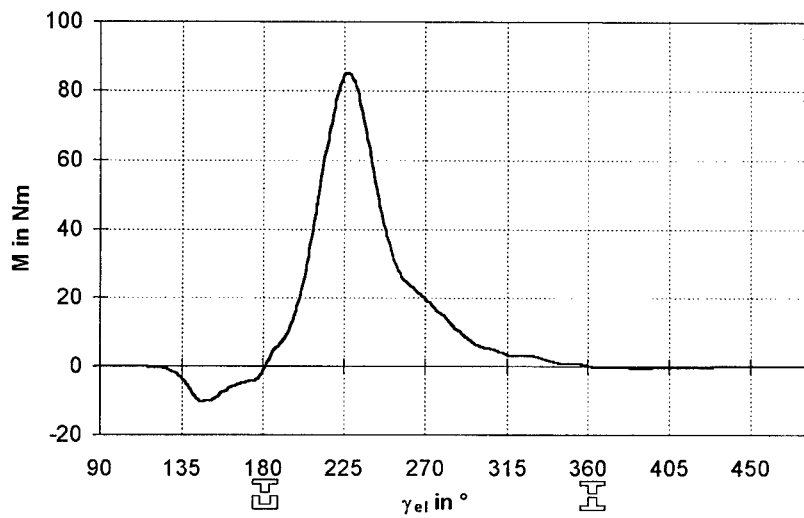


Bild 3-11: Berechneter Verlauf des Strangmomentes für einen Betriebspunkt der Testmaschine 1

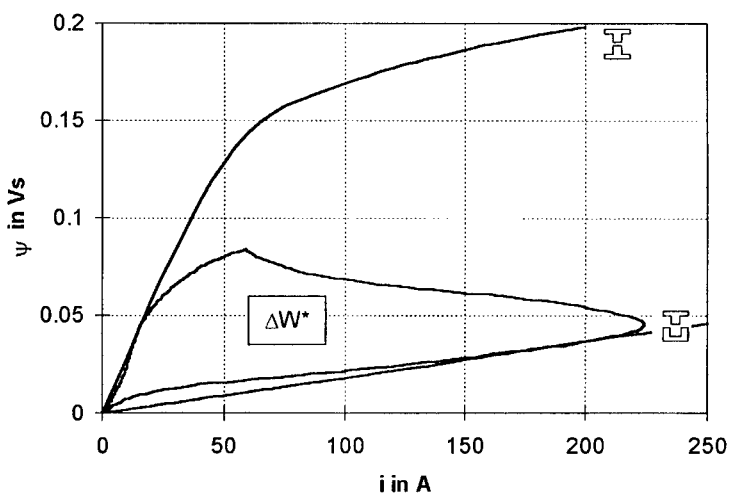


Bild 3-12: Strangstromverlauf in der ψ - i -Ebene

Der Mittelwert des Drehmomentes M_{avr} kann auf zweierlei Arten berechnet werden. Der einfachere Weg führt über die Berechnung der Fläche ΔW^* , die der Strangstrom während einer elektrischen Periode in der ψ - i -Ebene umläuft. Es ist

$$\Delta W^* = M_{avr} \frac{2\pi}{N_R} \quad (3-12)$$

In **Bild 3-12** ist diese Fläche dargestellt. Zu ihrer Berechnung wird für jedes $\Delta\gamma_i$ zwischen Einschaltwinkel γ_A und Endwinkel γ_E die Stromänderung

$$\Delta i_i = i_i - i_{i-1} \quad (3-13)$$

mit dem Mittelwert der verketteten Flüsse ψ_{i-1} und ψ_i multipliziert und aufaddiert, wie in **Bild 3-13** schematisch dargestellt.

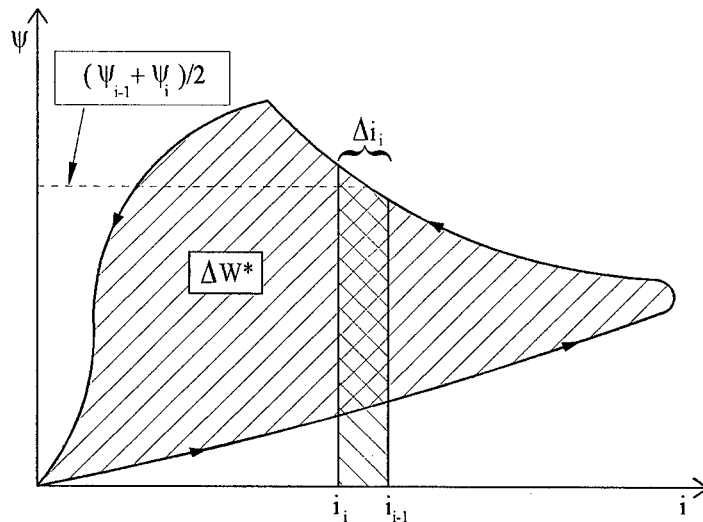


Bild 3-13: Schematische Darstellung der Bestimmung des Drehmomentmittelwertes aus der ψ - i -Ebene

44 Simulation des Betriebsverhaltens aus punktweise vorliegenden Kennlinien

Das mittlere Drehmoment pro Strang kann damit zu

$$M_{avr} = \sum_{\gamma_i = \gamma_A}^{\gamma_E} \Delta i_i \cdot \frac{1}{2} (\psi_{i-1} + \psi_i) \cdot \frac{N_R}{2\pi} \quad (3-14)$$

angegeben werden. Die Rotorzahnzahl N_R gibt hier an, wie oft die Fläche während einer mechanischen Umdrehung des Rotors umlaufen wird.

Die zweite Möglichkeit zur Berechnung des Drehmomentmittelwertes führt über die Bildung des Mittelwertes aus dem Verlauf des Drehmomentes.

Da die erste Möglichkeit das Drehmoment direkt aus dem Umlauf des Strangstromes in der ψ -i-Ebene bezieht und die zweite den Verlauf der statischen (geglätteten) Momente (**Kap. 3.1.2**) zugrunde legt, kann durch Vergleich beider Werte eine Aussage über die Güte der Approximation getroffen werden. Für den Betriebspunkt, der in **Bild 3-10** bis **Bild 3-12** dargestellt ist, beträgt der aus dem ψ -i-Umlauf berechnete Mittelwert des Drehmomentes pro Strang

$$M_{avr} = 10,7 \text{ Nm}$$

und der aus dem Drehmomentverlauf berechnete Wert

$$M_{avr} = 10,6 \text{ Nm}$$

woraus sich eine gute Übereinstimmung ergibt

3.3 Vergleich von Rechnung und Messung

Zur Beurteilung des Rechenverfahrens werden Strangstromverläufe, die aus einer Messung an der Testmaschine 1 stammen, mit den berechneten Verläufen verglichen. Es wurden hierzu 2 Betriebspunkte ausgewählt und aufgezeichnet. Die verwendeten Steuerparameter γ_A , γ_K und i_w wurden in das Berechnungsprogramm übertragen. In **Bild 3-14** ist der berechnete und gemessene Strangstromverlauf für eine Drehzahl von $n = 2600 \text{ min}^{-1}$ bei einem mittleren Wellenmoment von $M_{welle} = 110,2 \text{ Nm}$ dargestellt. Die eingestellten Steuerparameter waren: $\gamma_A = 177^\circ$, $\gamma_K = 323^\circ$ und $i_w = 241 \text{ A}$. Es ist eine gute Übereinstimmung zu erkennen. Die Abweichungen im Bereich um $\gamma_{el} = 360^\circ$ sind dar-

auf zurückzuführen, daß im realen Betrieb noch ein weiterer Strang der Maschine Strom führt und somit die Gleichspannung belastet, was eine Verminderung der Spannung und damit auch eine Verminderung der Stromänderungsgeschwindigkeit bewirkt. Diese Spannungsschwankungen sind in der Berechnung nicht berücksichtigt. Hier wird von einer konstanten Gleichspannung ausgegangen. In Bild 3-14 ist ebenfalls zu erkennen, daß die Schaltzeitpunkte des Stromreglers von Messung und Rechnung etwas voneinander abweichen. Der Grund dafür ist, daß bei der Berechnung ein Hystereseregler nicht exakt dargestellt werden kann. Es wird in konstanten Zeitabständen der Istwert mit den Grenzen des Reglers verglichen. Dadurch wird nicht genau bei Erreichen eines Grenzwertes geschaltet. Die Auswirkungen auf das Betriebsverhalten der GRM sind jedoch gering.

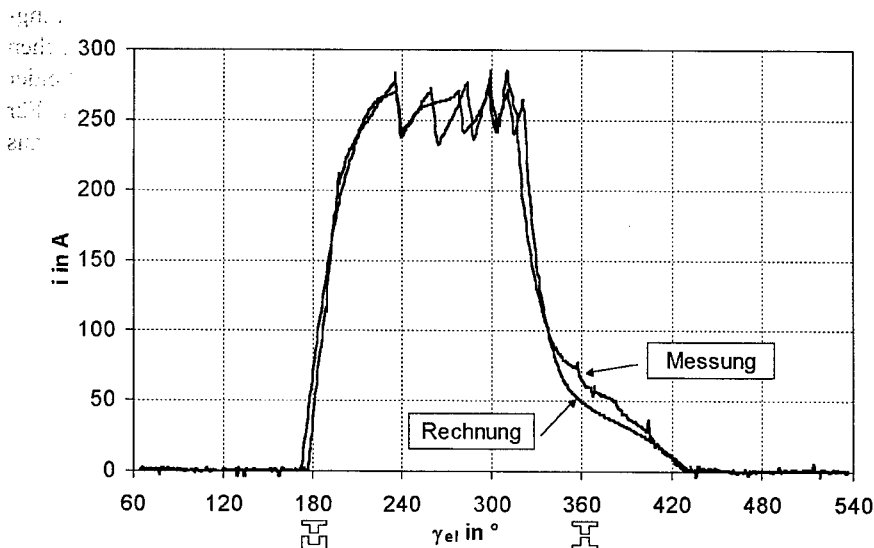


Bild 3-14: Vergleich eines gemessenen mit einem gerechneten Strangstromverlauf bei $n = 2600 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 110 \text{ Nm}$

Das an der Welle gemessene mittlere Drehmoment der Maschine betrug $M_{\text{Welle}} = 110,2 \text{ Nm}$, das in der Berechnung ermittelte mittlere innere Drehmoment betrug $M_{\text{avrGes}} = 117,8 \text{ Nm}$ (ermittelt aus dem Drehmomentverlauf) und $M_{\text{avrGes}} = 118,7 \text{ Nm}$ (ermittelt aus dem Stromumlauf in der ψ -i-Ebene). Um vom inneren mittleren Drehmoment auf das abgegebene Wellenmoment zu

kommen, müssen die Eisen- und Reibungsverluste abgezogen werden, da diese im Rechenmodell nicht berücksichtigt sind. Aus anderen Messungen, die an der verwendeten Testmaschine durchgeführt wurden, ergaben sich für diesen Betriebspunkt Eisenverluste von $P_{Fe} = 1500 \text{ W}$ und Reibungsverluste von $P_{VR} = 70 \text{ W}$. Das entspricht einem Drehmomentverlust von $5,8 \text{ Nm}$. Daraus ergibt sich rechnerisch ein Wellenmoment von $M_{Welle} = 112,0 \text{ Nm}$ bzw. $M_{Welle} = 112,9 \text{ Nm}$. Das entspricht einer Abweichung vom gemessenen Wellenmoment von 1,6% bzw. 2,5%.

Ein Vergleich der Verläufe des Drehmomentes ist nicht möglich, da der Drehmomentverlauf meßtechnisch nicht erfäßbar ist. Da aber, wie in **Bild 3-8** gezeigt, die statischen Drehmomente aus Messung und Rechnung sehr gut übereinstimmen, kann davon ausgegangen werden, daß die dynamischen Drehmomente ebenfalls richtig berechnet werden, da die statischen Drehmomente hierfür als Rechengrundlage dienen.

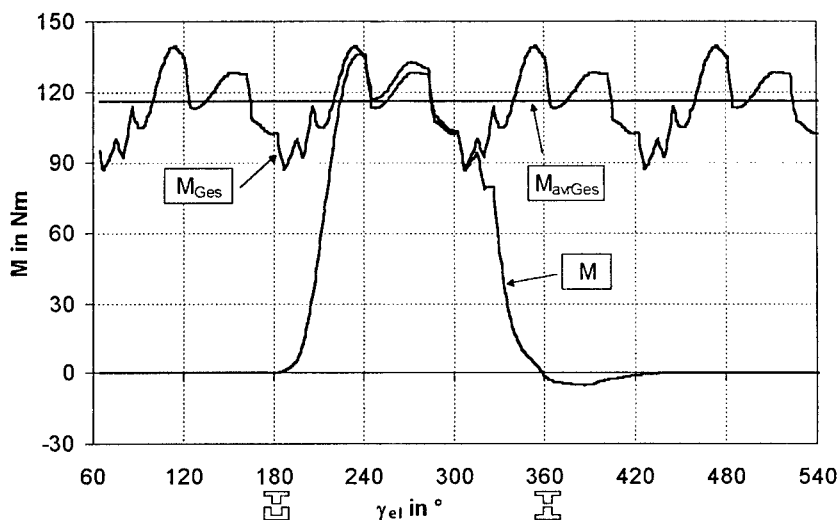


Bild 3-15: Verläufe des Strangmomentes M , Gesamtmomentes M_{Ges} und mittleren inneren Drehmomentes M_{avrGes} bei $n = 2600 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 110 \text{ Nm}$

In Bild 3-15 sind die Verläufe des Strangmomentes M für einen Strang und des Gesamtmomentes aller Stränge M_{Ges} sowie das mittlere innere Drehmoment M_{avrGes} für $n = 2600 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 110 \text{ Nm}$ dargestellt.

Bild 3-16 zeigt einen gemessenen und einen gerechneten Strangstromverlauf für eine Drehzahl von $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ bei einem mittleren Wellenmoment von $M_{Welle} = 63 \text{ Nm}$. Die eingestellten Steuerparameter waren: $\gamma_A = 107^\circ$, $\gamma_K = 287^\circ$ und $i_w = 352 \text{ A}$. Auch hier ist im Bereich der d-Stellung eine Abweichung erkennbar, die von den durch die beiden anderen Stränge verursachten Spannungsschwankungen herrühren. Der Knick im gemessenen Strangstromverlauf bei $\gamma_{el} = 407^\circ$ wird durch das Ausschalten eines anderen Stranges verursacht. Das zeigt, daß die Stränge der GRM in Wirklichkeit nicht völlig voneinander entkoppelt sind.

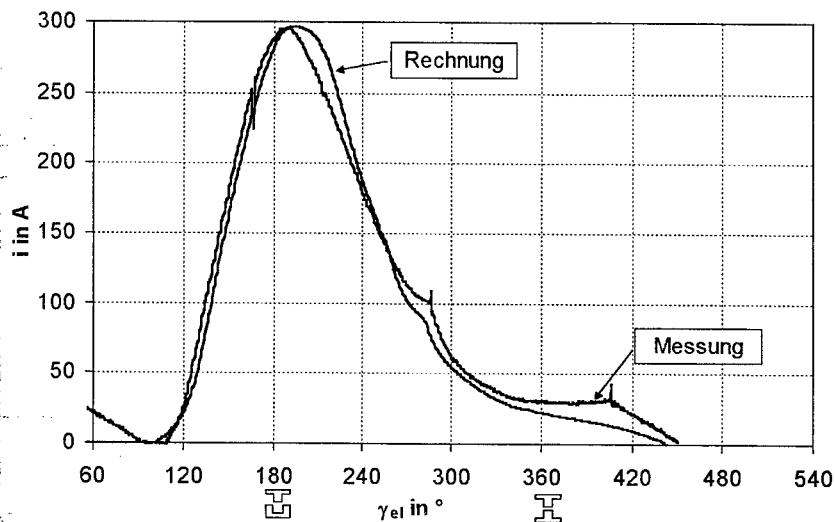


Bild 3-16: Vergleich eines gemessenen mit einem gerechneten Strangstromverlaufes bei $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 63 \text{ Nm}$

Der errechnete Mittelwert des Gesamtmomentes liegt bei $M_{avrGes} = 64,7 \text{ Nm}$ (ermittelt aus dem Drehmomentverlauf) bzw. $M_{avrGes} = 65,2 \text{ Nm}$ (ermittelt aus dem Stromumlauf in der ψ -i-Ebene). Bei Abzug der Eisenverluste

48 Simulation des Betriebsverhaltens aus punktwise vorliegenden Kennlinien

$P_{VFe} = 2700 \text{ W}$ und der Reibungsverluste $P_{VR} = 370 \text{ W}$ ergibt sich ein rechnerisches Wellenmoment von $M_{Welle} = 59,8 \text{ Nm}$ bzw. $M_{Welle} = 60,3 \text{ Nm}$, was einer Abweichung bezogen auf das gemessene Wellenmoment von 5,1% bzw. 4,3% entspricht.

Bild 3-17 zeigt die Verläufe des Strangmomentes M und des Gesamtmomentes M_{Ges} sowie das mittlere innere Drehmoment M_{avrGes} für diesen Betriebspunkt.

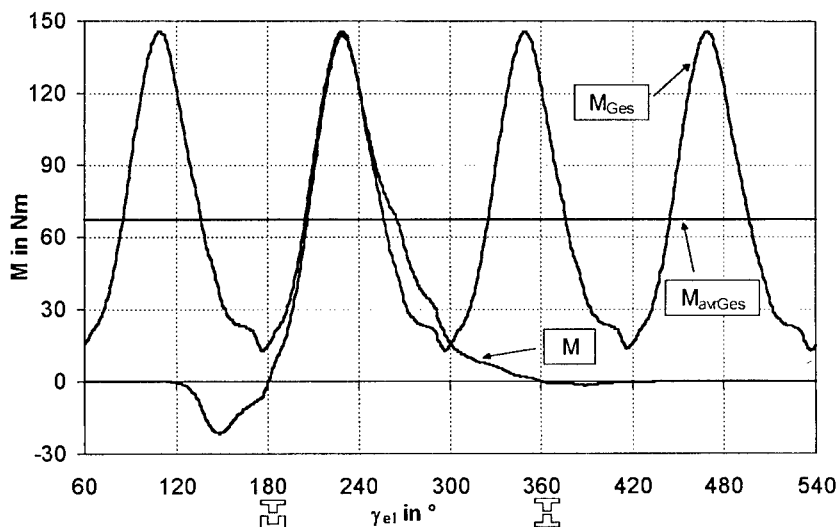


Bild 3-17: Verläufe des Strangmomentes M , Gesamtmomentes M_{Ges} und mittleren inneren Drehmomentes M_{avrGes} bei $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 63 \text{ Nm}$

Abschließend kann gesagt werden, daß das beschriebene Verfahren gut dazu geeignet ist, das Betriebsverhalten einer GRM zu berechnen. Allerdings sind Eisen- und Reibungsverluste, sowie Schwankungen der Versorgungsspannung, die durch das Schalten der anderen Stränge verursacht werden, nicht im Modell berücksichtigt. Letztere beeinflussen zwar die Strangstromverläufe aber nur unwesentlich das berechnete Drehmoment. Die vernachlässigten Verluste können durch einen Abschlag, der abhängig vom Betriebspunkt ist, beim Drehmoment berücksichtigt werden.

4 Simulation mit analytischen Kennlinien

Andere Ansätze zur Berechnung des Betriebsverhaltens von GRMs versuchen die ψ -i-Kennlinien durch stetige Funktionen abzubilden. Dazu werden die ψ -i-Kennlinien oder die ψ - γ -Kennlinien mit Exponential- oder Cosinusfunktionen und Fourierkoeffizienten approximiert. So kann für jeden beliebigen Punkt in der $\psi(\gamma, i)$ -Ebene der verkettete Fluß und die beiden partiellen Ableitungen des verketteten Flusses berechnet werden **Gl. (4-1)** [Byr76, Byr82, Pan93].

Es kann jetzt über die Integration der Stromänderung nach dem Rotorwinkel der Verlauf des Strangstromes berechnet werden. Sie ergibt sich nach dem allgemeinen Modell zu

$$\frac{di}{d\gamma} = \frac{u - iR - \omega \frac{\partial \psi}{\partial \gamma}}{\omega \frac{\partial \psi}{\partial i}} \quad (4-1)$$

Dabei sind der Strangwiderstand R und die partiellen Ableitungen des verketteten Flusses ψ nach dem Rotorwinkel $\frac{\partial \psi}{\partial \gamma}$ und dem Strangstrom $\frac{\partial \psi}{\partial i}$ die maschinenspezifischen Größen. Die beiden Ableitungen können aus den ψ -i-Kennlinien, die eine GRM charakterisieren, gewonnen werden. In [Nic98] wird ein Rechenmodell beschrieben, das mit Hilfe dieser partiellen Ableitungen das Betriebsverhalten der GRM berechnet. Voraussetzung für dieses Modell ist, daß diese Ableitungen als stetige Funktionen über den gesamten Betriebsbereich der GRM vorliegen. Doch genau das bereitet in der Praxis erhebliche Schwierigkeiten.

Das im folgenden beschriebene Rechenmodell zur Berechnung der Strangstrom- und Strangmomentverläufe benötigt nicht die beiden partiellen Ableitungen. Die ψ -i-Kennlinien müssen jedoch durch streng monoton wachsende, differenzierbare Funktionen nachgebildet werden.

4.1 Aufbereitung der vorliegenden ψ -i-Kennlinien

Auch bei diesem Verfahren müssen vor der eigentlichen Berechnung eines speziellen Betriebspunktes der GRM die vorliegenden ψ -i-Kennlinien aufbereitet

werden. Der entstehende Datensatz wird dann zur Bestimmung der Strangstrom- und Drehmomentverläufe herangezogen.

4.1.1 Approximation der ψ -i-Kennlinien

Der naheliegende Ansatz für die Nachbildung der ψ -i-Kennlinien durch stetige Funktionen lautet $\psi = f(i)$. In [Nic98] wird jedoch gezeigt, daß sich damit keine zufriedenstellenden Ergebnisse erzielen lassen. Eine Alternative ist die Umkehrfunktion $i = f(\psi)$. Die theoretische Berechnungsgrundlage [Jus91] ist in **Bild 4-1** dargestellt.

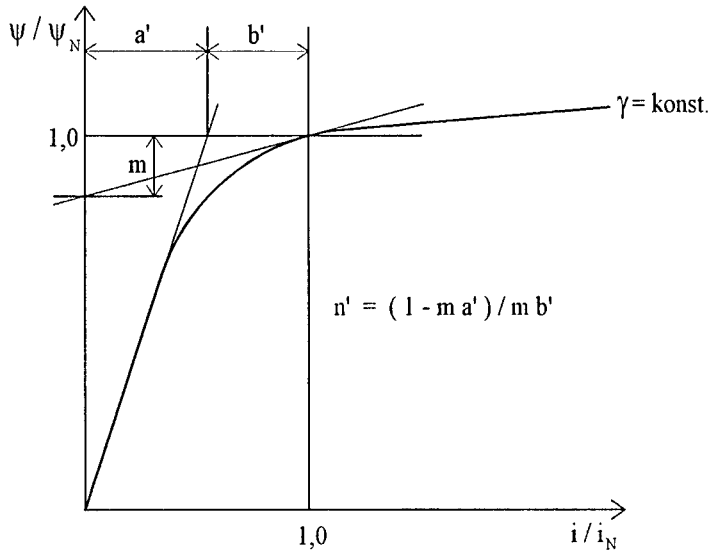


Bild 4-1: Normierte ψ -i-Kennlinie

Danach ergibt sich

$$\frac{i}{i_N} = a' \frac{\psi}{\psi_N} + b' \left(\frac{\psi}{\psi_N} \right)^{n'} \quad (4-2)$$

Durch Umnormierung der drei Koeffizienten a' , b' und n' zu

$$a = a' \frac{i_N}{\psi_N} \quad (4-3)$$

$$b = b' \frac{i_N}{\psi_N^n} \quad (4-4)$$

und

$$n = n' \quad (4-5)$$

können die ψ -i-Kennlinien mit der Funktion

$$i = a\psi + b\psi^n \quad (4-6)$$

differenzierbar nachgebildet werden. Die Koeffizienten a , b und n sind nur Funktionen des Rotordrehwinkels.

4.1.2 Berechnung der Koeffizienten a , b und n

Zur Berechnung der drei Koeffizienten a , b und n werden als Ausgangspunkt die ψ -i-Kennlinien einer GRM verwendet, die wahlweise aus einer Messung oder einer FEM-Berechnung stammen können. Die Kennlinien liegen so in einem Kennfeld punktweise vor. In den Darstellungen sind diese Punkte aus Anschauungsgründen linear miteinander verbunden. Mathematisch betrachtet stellen sie aber Knickstellen dar. Das heißt, daß die erste Ableitung Sprungstellen aufweist und somit unstetig ist. Daher werden diese Verläufe durch kubische Splines interpoliert. Auf diese Weise erhält man Verläufe, die die Bildung der partiellen Ableitungen nach i und γ zulassen. Diese Ableitungen enthalten jedoch wieder Knickstellen und müssen daher geglättet werden. Als entscheidend stellt sich, wie später noch gezeigt wird, der Verlauf der partiellen Ableitung des verketteten Flusses nach dem Rotordrehwinkel $\frac{\partial \psi}{\partial \gamma}$ (\Rightarrow „Spannung der Rotation“) heraus. Diese Größe hat den stärksten Einfluß auf die Berechnung des Strangdrehmomentes.

4.1.3 Darstellung der ψ - γ -Kennlinien

Aus diesem Grund bietet sich eine andere Form der Darstellung an; und zwar als ψ - γ -Kennlinien mit i als Parameter. Die partielle Ableitung dieser Kennlinien nach dem Rotordrehwinkel $\frac{\partial \psi}{\partial \gamma}$ wird durch approximierende parametrische

Splines interpoliert. Durch Integration erhält man die Verläufe der ψ - γ -Kennlinien. Eine Approximation nach der Methode der kleinsten Quadrate für feste γ -Werte führt zu den drei Koeffizienten a , b und n als Funktionen des Rotordrehwinkels γ . In Bild 4-2 sind für einige Stromwerte die ψ - γ -Kennlinien zum Vergleich einmal aus der Integration und aus der Approximation dargestellt.

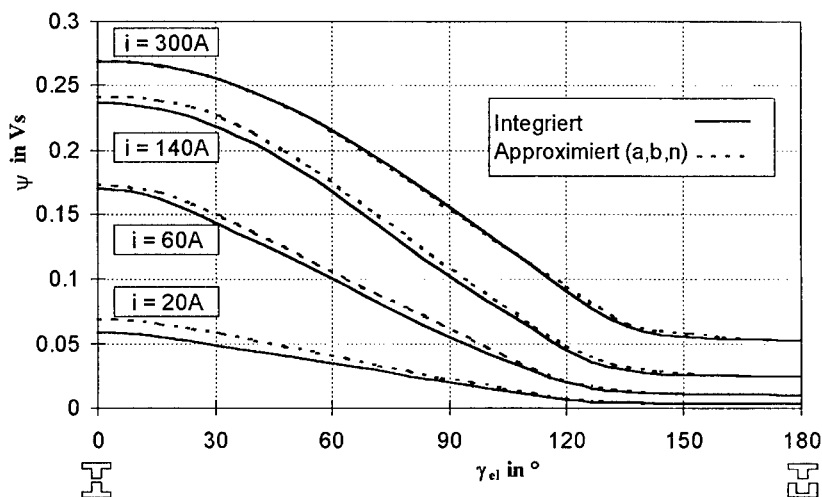


Bild 4-2: Vergleich von integrierten und durch a , b und n approximierten ψ - γ -Kennlinien mit i als Parameter

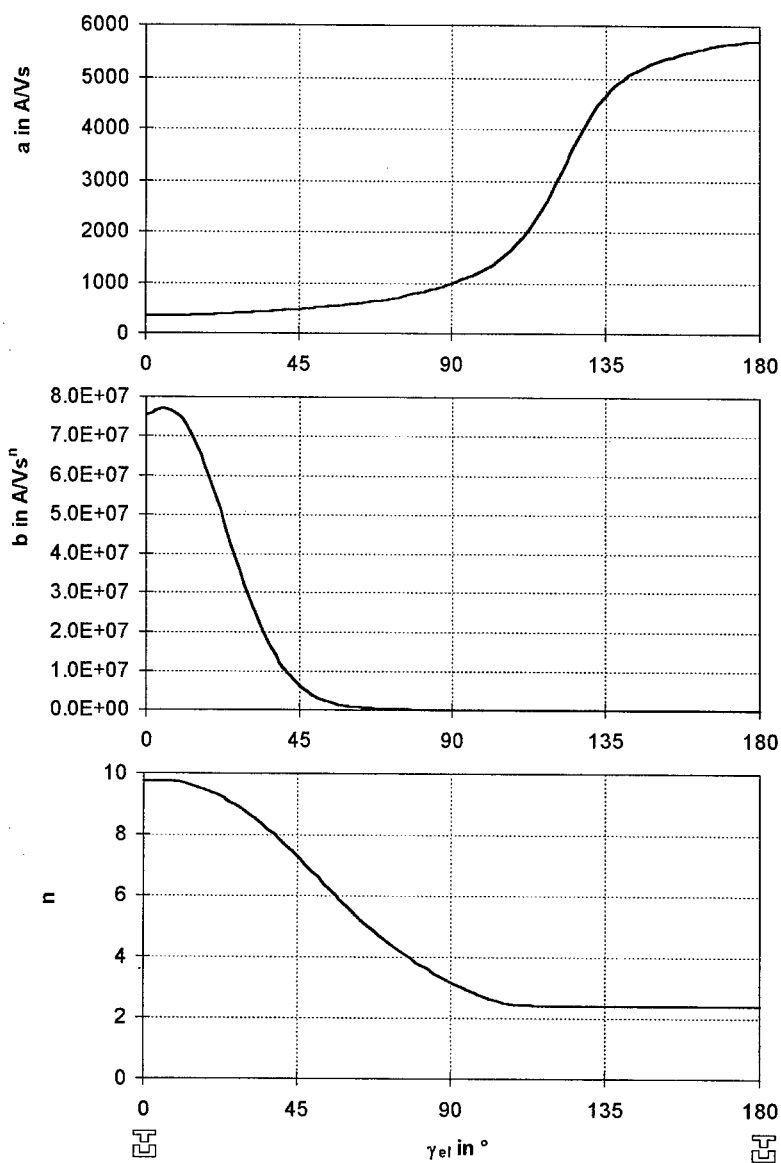


Bild 4-3: Verläufe der drei Koeffizienten a , b und n über den Rotordrehwinkel

Bild 4-3 stellt die Verläufe der drei Koeffizienten a , b und n für die Versuchsmaschine 2 dar. Durch dieses Verfahren ist es möglich, zu jedem beliebigen Punkt der γ - i -Ebene den entsprechenden Fluß ψ zu bestimmen.

4.1.4 Darstellung der ψ - i -Kennlinien

Mit Hilfe der drei Koeffizienten a , b und n ist man jetzt in der Lage, die ψ - i -Kennlinien darzustellen. Zum Vergleich sind in **Bild 4-4** die ψ - i -Kennlinien aus den Ausgangsdaten sowie der Approximation durch a , b und n für einige ausgewählte Rotorpositionen gezeigt.

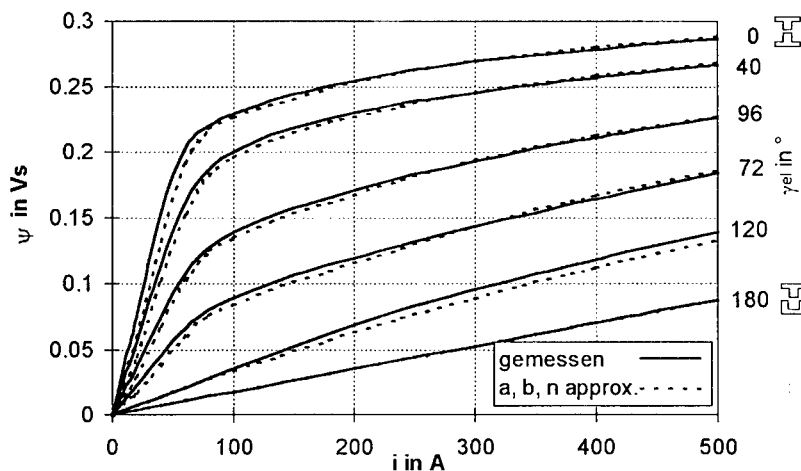


Bild 4-4: Vergleich der durch die Koeffizienten a , b und n approximierten und der gemessenen ψ - i -Kennlinien für einige Rotorpositionen

Es sind leichte Abweichungen zwischen den Ausgangsdaten und der Approximation erkennbar. Doch die Auswirkung auf die Simulation des Betriebsverhaltens ist minimal, wie später noch gezeigt wird.

4.2 Dynamische Berechnungen

Auch bei diesem Rechenmodell wird die in **Kap. 2.2** zugrunde gelegte Vereinfachung genutzt und die Berechnung des Betriebsverhaltens zunächst nur auf einen Strang bezogen. Es wird wie bei dem in **Kapitel 3** beschriebenen Re-

chenverfahren wiederum zuerst der Verlauf des Strangstromes berechnet und daraufhin der des Strangmomentes.

4.2.1 Berechnung des Strangstromverlaufes

Ausgangspunkt für die Berechnung des Strangstromverlaufes ist die umgestellte Spannungsgleichung Gl. (3-8)

$$\frac{d\psi}{d\gamma} = \frac{1}{\omega}(u - iR)$$

wobei i der momentane Strangstrom, R der Wicklungswiderstand und u die momentane Strangspannung darstellt. Bei Vernachlässigung der Durchlaßspannungen der Halbleiter kann u die Werte $+U_d$, 0 und $-U_d$ annehmen, was den verschiedenen Schaltzuständen des Umrichters entspricht. Diese können zum Beispiel durch einen Hystereseregler bestimmt werden. Nach Gl. (3-10) kann für den i -ten Integrationsschritt mit der endlichen Schrittweite $\Delta\gamma_i$ die Flußänderung mit

$$\Delta\psi_i = \frac{1}{\omega}(u_i - i_i R) \Delta\gamma_i$$

und daraus nach Gl. (3-11) der verkettete Fluß für den i -ten Schritt

$$\psi_i = \psi_{i-1} + \Delta\psi_i$$

berechnet werden.

Mit dem auf diese Weise ermittelten Wert des Flusses kann über Gl. (4-6) der Momentanwert des Strangstromes i für den nächsten Integrationsschritt bestimmt werden:

$$i_{i+1} = a_i \psi_i + b_i \psi_i^{n_i} \quad (4-7)$$

Die drei Koeffizienten a_i , b_i und n_i werden entsprechend der aktuellen Rotorposition γ_i aus dem vorliegenden Datensatz durch lineare Interpolation ermittelt. Durch diese Vorgehensweise entsteht ein Rechenfehler, da der Strangstrom für den $i+1$ -ten Integrationsschritt mit den Werten des i -ten Schrittes berech-

net wird. Dieser Fehler wirkt sich jedoch nur in der Berücksichtigung des ohmschen Spannungsfalls in der Flußberechnung aus und kann deswegen bei ausreichend kleiner Integrationsschrittweite $\Delta\gamma_i$ vernachlässigt werden. Bewährt hat sich eine Schrittweite von etwa $\Delta\gamma_{el} = 0,1^\circ$.

Diese Rechenschritte werden von $\gamma_0 = \gamma_A$ mit $\psi_0 = 0$ und $i_0 = 0$ bis $\gamma_i = \gamma_E$ wiederholt. Der Endwinkel γ_E ist dann erreicht, wenn nach dem Ausschaltwinkel γ_K der Strangstrom wieder 0 geworden ist.

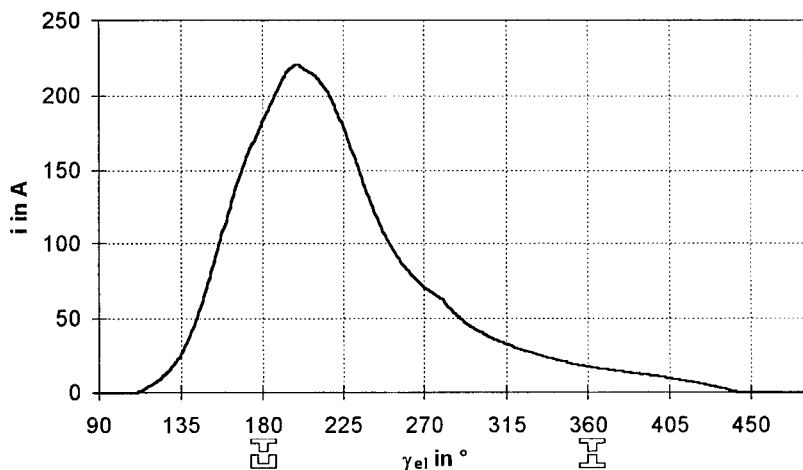


Bild 4-5: Berechneter Strangstromverlauf für einen Betriebspunkt

Bild 4-5 zeigt einen auf diese Weise berechneten Strangstromverlauf für einen Betriebspunkt ($n = 9000 \text{ min}^{-1}$, $M_{avrges} = 32 \text{ Nm}$) der Testmaschine 1.

4.2.2 Berechnung des Verlaufes und des Mittelwertes des Strangmomentes

Beim in **Kap. 3.2.2** beschriebenen Verfahren zur Berechnung der Verläufe des Strangmomentes M wurden die statischen Drehmomente benötigt. Diese wiederum müssen entweder aus einer Messung vorliegen, oder können, wie in **Kap. 3.1.2** beschrieben, direkt aus den ψ - i -Kennlinien bestimmt werden.

Ein anderer Weg zur Berechnung der Drehmomentverläufe führt über die Änderung der magnetischen Koenergie W^* .

Zunächst wird die magnetische Energie

$$W = \int_0^\psi i \, d\psi = \int_0^\psi (a\psi + b\psi^n) \, d\psi \quad (4-8)$$

zu

$$W = \frac{1}{2} a\psi^2 + \frac{1}{n+1} b\psi^{n+1} \quad (4-9)$$

ermittelt. Wegen $W^* = i\psi - W$ berechnet sich daraus die magnetische Koenergie zu

$$\begin{aligned} W^* &= a\psi^2 + b\psi^{n+1} - \frac{1}{2} a\psi^2 - \frac{1}{n+1} b\psi^{n+1} = \\ &= \frac{1}{2} a\psi^2 + \frac{n}{n+1} b\psi^{n+1} \end{aligned} \quad (4-10)$$

Während eines Winkelschrittes $\Delta\gamma$ ergibt sich eine Änderung der magnetischen Koenergie ΔW^* . Allerdings ändert sich nicht nur die Rotorposition, sondern auch der Strangstrom. Die partielle Ableitung nach **Gl. (2-12)**

$$M = \frac{\partial W^*(\gamma, i)}{\partial \gamma} = \left. \frac{\Delta W^*(\gamma, i)}{\Delta \gamma} \right|_{i=\text{konst}} \quad (4-11)$$

erfordert jedoch einen konstanten Strom. Ausschlaggebend für die Drehmomentbildung ist **nur** die Änderung der Koenergie nach dem Winkel. Es wäre falsch, die gesamte Koenergieänderung für die Drehmomentberechnung heranzuziehen. Die einfachste Möglichkeit bestünde darin, für den nächsten Winkelschritt $\gamma_{i+1} = \gamma_i + \Delta\gamma$ die Koenergie mit dem gleichen Wert des Strangstromes $i_{i+1} = i_i$ wie im vorherigen Rechenschritt zu bestimmen. Dazu wäre aber die Umkehrfunktion von **Gl. (4-7)** notwendig, um den Wert des verketteten Flusses für den gleichen Wert des Strangstromes bei γ_{i+1} zu berechnen. Eine Lösungs-

möglichkeit bietet ein iteratives Verfahren, das für die alte Rotorposition γ_i in Gl. (4-7) den Fluß ψ so lange anpaßt, bis sich der gleiche Strangstrom $i_i^* = i_{i+1}$ ergibt wie im Rechenschritt davor bei γ_{i+1} .

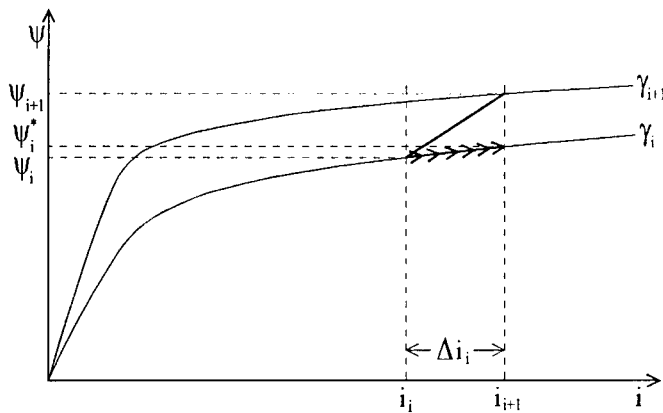


Bild 4-6: Iterative Bestimmung der partiellen Ableitung der Koenergie nach der Rotorposition

In Bild 4-6 ist dieses Verfahren grafisch dargestellt. Da es sich aber um ein iteratives Verfahren handelt, ist es nur mit großem Zeitaufwand möglich, den exakt gleichen Wert des Strangstromes zu suchen. Sinnvoll ist es, einen maximal zulässigen Fehler vorzugeben, der als Abbruchkriterium für die Iteration dient. Die Vorgabe dieses maximalen Fehlers hängt mit der gewünschten Genauigkeit und auch mit der benötigten Rechenzeit des Algorithmus zusammen. Bei Verwendung heutiger PCs kann aber ohne weiteres ein Fehler von 0,1% realisiert werden, ohne lange Rechenzeiten in Kauf nehmen zu müssen.

Mit dem so ermittelten Wert des verketteten Flusses ψ_i^* kann die Koenergie W_i^* mit Gl. (4-10) berechnet und daraus die Koenergieänderung in Abhängigkeit von der Rotorposition für konstanten Strangstrom ermittelt werden:

$$\Delta W_{i=\text{konst}}^* = W_{i+1}^* - W_i^* \quad (4-12)$$

Über die partielle Ableitung Gl. (4-11) kann daraus das momentane innere Strangmoment M berechnet werden.

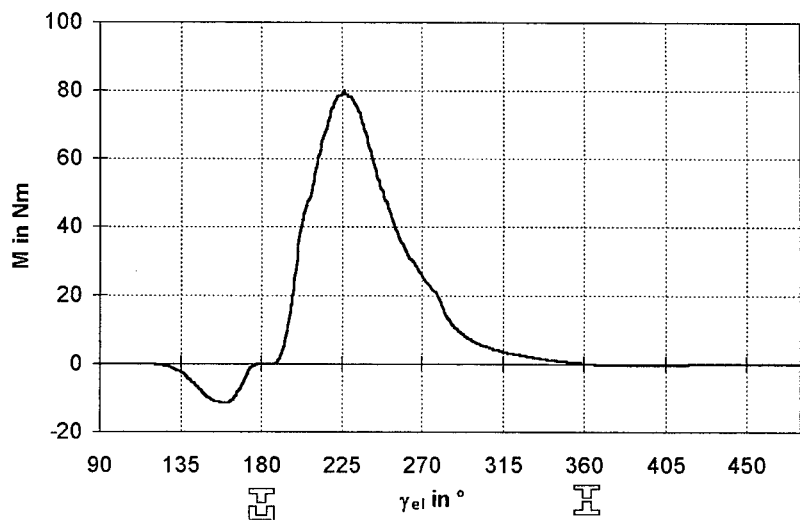


Bild 4-7: Berechneter Verlauf des Strangmomentes für einen Betriebspunkt der Testmaschine 1

Bild 4-7 zeigt den auf diese Weise berechneten Verlauf des Strangmomentes zu dem in **Bild 4-5** gezeigten Stromverlauf.

Die Berechnung des Mittelwertes des Strangmomentes erfolgt analog zu **Kap. 3.2.2** entweder aus der vom Strom umlaufenen Fläche in der ψ -i-Ebene (**Bild 4-8**) nach **Gl. (3-14)** oder aus dem Verlauf des Strangmomentes.

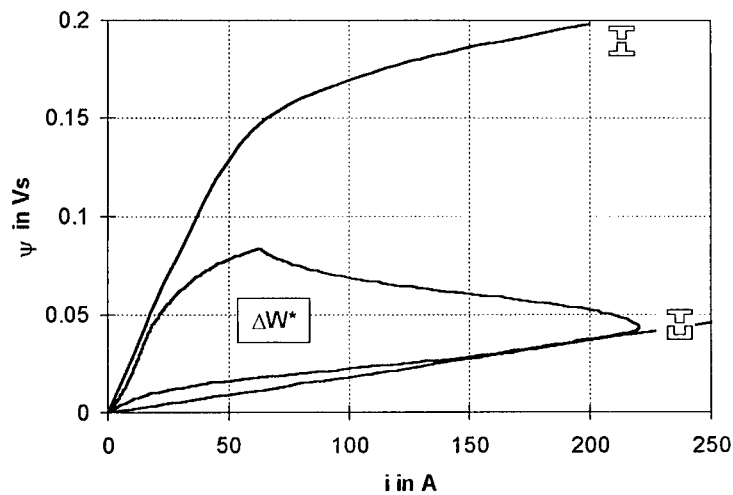


Bild 4-8: Strangstromverlauf in der ψ -i-Ebene

Der Mittelwert aus dem Stromumlauf in der ψ -i-Ebene beträgt für diesen Betriebspunkt

$$M_{avr} = 10,3 \text{ Nm}$$

der aus dem Drehmomentverlauf berechnete Wert beträgt dagegen

$$M_{avr} = 11,0 \text{ Nm}$$

Auch bei diesem Verfahren ist die Übereinstimmung gut, allerdings fällt beim Vergleich der beiden Drehmomentverläufe (**Bild 3-11** und **Bild 4-7**) auf, daß der Drehmomentmittelwert beim 2. Rechenverfahren etwas höher liegt, obwohl das Maximalmoment niedriger ist. Die beiden berechneten Strangstromverläufe (**Bild 3-10** und **Bild 4-5**) hingegen sind fast identisch.

4.3 Vergleich von Rechnung und Messung

Auch hier soll das Rechenverfahren wieder mit Messungen an der Testmaschine 1 überprüft werden. Es wurden für zwei Betriebspunkte Messungen durchge-

führt. Die Schaltwinkel γ_A , γ_K sowie der Stromsollwert i_w , die dafür notwendig waren, wurden im Rechenprogramm eingestellt und damit die Berechnung durchgeführt.

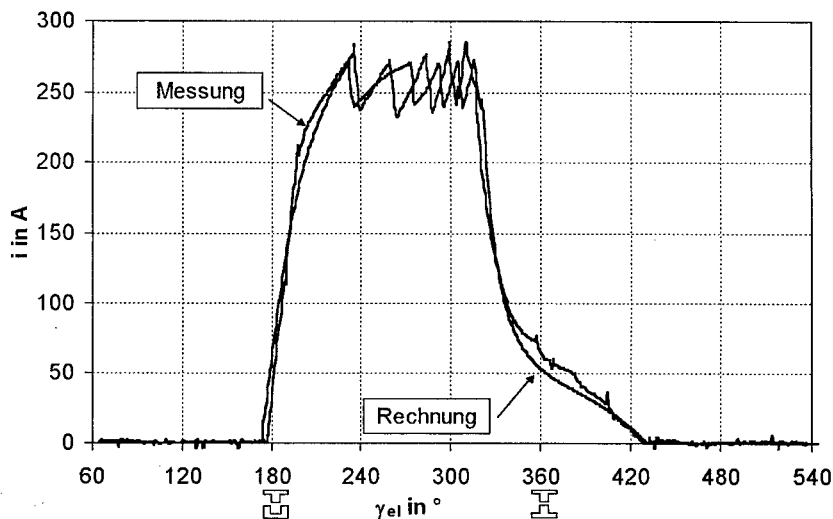


Bild 4-9: Vergleich eines gemessenen mit einem gerechneten Strangstromverlauf bei $n = 2600 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 110 \text{ Nm}$

Bild 4-9 stellt den gemessenen und den berechneten Strangstromverlauf für eine Drehzahl von $n = 2600 \text{ min}^{-1}$ und einem mittleren Wellenmoment von $M_{Welle} = 110 \text{ Nm}$ dar. Die eingestellten Steuerparameter für diesen Betriebspunkt waren: $\gamma_A = 177^\circ$, $\gamma_K = 323^\circ$ und $i_w = 241 \text{ A}$. Die Übereinstimmung beider Kurven ist, wie auch im vorher beschriebenen Rechenverfahren, gut. Leichte Abweichungen ergeben sich wiederum im Bereich um $\gamma_{el} = 360^\circ$. Diese können auf die Schwankungen in der Gleichspannung zurückgeführt werden, die durch das Schalten der anderen Maschinenstränge verursacht werden.

Das gemessene mittlere Wellenmoment betrug $M_{Welle} = 110,2 \text{ Nm}$, aus der Berechnung wurde ein inneres mittleres Drehmoment von $M_{avrGes} = 119,2 \text{ Nm}$ aus dem Stromumlauf in der ψ - i -Ebene und $M_{avrGes} = 123,4 \text{ Nm}$ aus dem Drehmomentverlauf ermittelt. Die Eisen- und Reibungsverluste betragen für diesen Be-

triebspunkt $P_{VFe} = 1500 \text{ W}$ und $P_{VR} = 70 \text{ W}$, was einen Drehmomentverlust von $5,8 \text{ Nm}$ bewirkt. Dadurch müßte rechnerisch das abgegebene Wellenmoment $M_{Welle} = 113,4 \text{ Nm}$ bzw. $M_{Welle} = 117,6 \text{ Nm}$ betragen. Bezogen auf das gemessene Wellenmoment ergibt sich ein Fehler von $2,9\%$ bzw. $6,7\%$. **Bild 4-10** zeigt die Verläufe des Strangmomentes M für einen Strang und des Gesamtmomentes M_{Ges} sowie das mittlere innere Drehmoment M_{avrGes} für diesen Betriebspunkt ($n = 2600 \text{ min}^{-1}$, $M_{Welle} = 110 \text{ Nm}$).

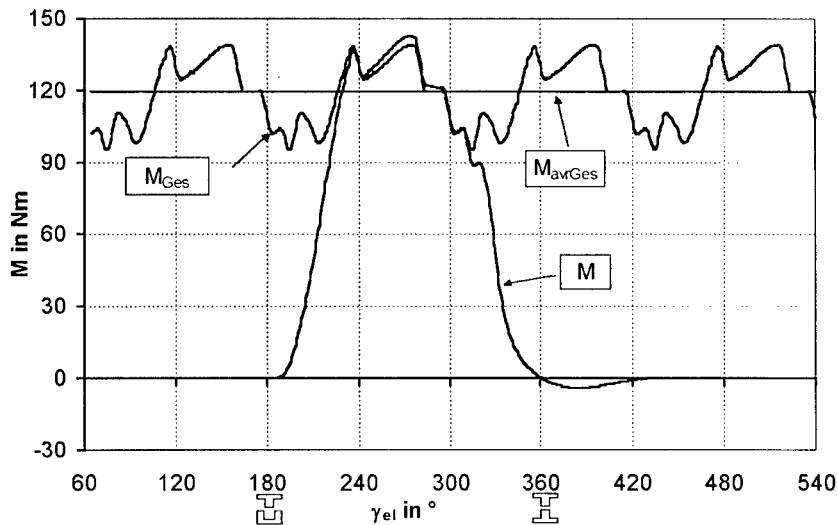


Bild 4-10: Verläufe von Strangmoment M , Gesamtmoment M_{Ges} und mittlerem inneren Drehmoment M_{avrGes} bei $n = 2600 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 110 \text{ Nm}$

In **Bild 4-11** ist der gemessene und der berechnete Strangstromverlauf für eine Drehzahl von $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ bei einem mittleren Wellenmoment von $M_{Welle} = 63,0 \text{ Nm}$ dargestellt. Die eingestellten Steuerparameter waren für diesen Betriebspunkt: $\gamma_A = 107^\circ$, $\gamma_K = 287^\circ$ und $i_w = 352 \text{ A}$. Auch hier ist eine Abweichung in der Nähe der d-Stellung zu erkennen, die durch eine Absenkung der Gleichspannung beim Einschalten eines anderen Stranges verursacht wird.

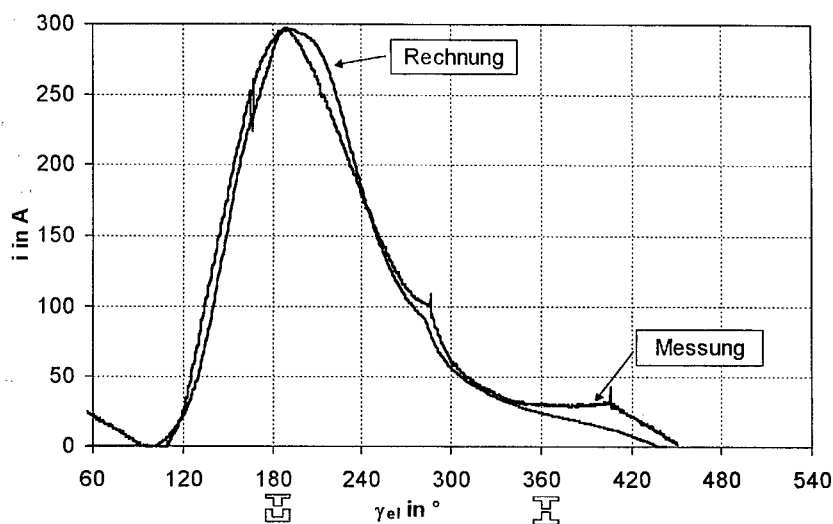


Bild 4-11: Vergleich eines gemessenen mit einem berechneten Strangstromverlaufes bei $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 63 \text{ Nm}$

Aus der Berechnung ergab sich ein mittleres inneres Gesamtmoment von $M_{\text{avrGes}} = 73,5 \text{ Nm}$ aus dem Verlauf des Strangmomentes und von $M_{\text{avrGes}} = 65,1 \text{ Nm}$ aus dem Stromumlauf in der ψ -i-Ebene. Nach Abzug der Eisenverluste von $P_{\text{Fe}} = 2700 \text{ W}$ und der Reibungsverluste von $P_{\text{VR}} = 370 \text{ W}$ ergibt sich ein rechnerisches mittleres Wellenmoment von $M_{\text{Welle}} = 68,6 \text{ Nm}$, wenn von der Mittelwertbestimmung über den Drehmomentverlauf ausgegangen wird. Die auf das gemessene Wellenmoment bezogene Abweichung beträgt demnach 8,9%. Bei Berücksichtigung der Eisen- und Reibungsverluste bezogen auf den Drehmomentmittelwert aus dem Stromumlauf ergibt sich ein mittleres Wellenmoment von $M_{\text{Welle}} = 60,2 \text{ Nm}$. Hier beträgt die Abweichung bezogen auf das gemessene Wellenmoment 4,4%.

In **Bild 4-12** sind die berechneten Verläufe des Strangmomentes M , des Gesamtmomentes M_{Ges} und der Mittelwert des inneren Drehmomentes M_{avrGes} für diesen Betriebspunkt dargestellt.

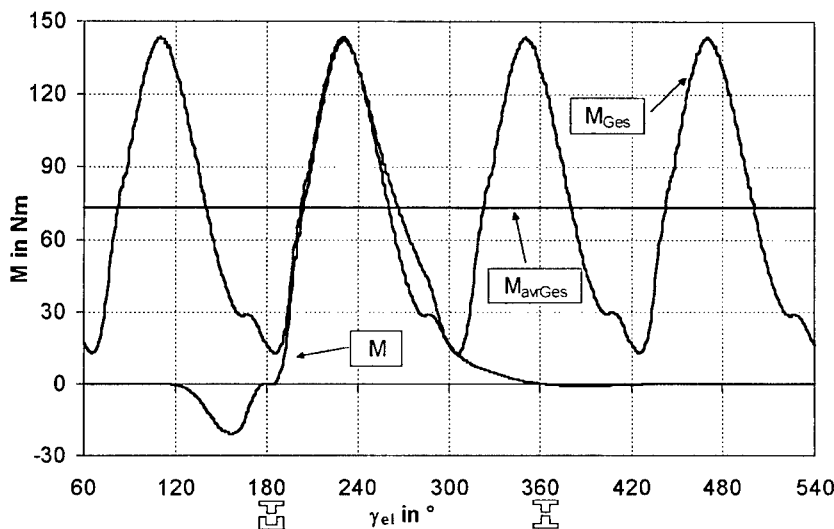


Bild 4-12 Verläufe des Strangmomentes M , Gesamtmomentes M_{Ges} und mittleren inneren Drehmomentes M_{avrGes} bei $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 63 \text{ Nm}$

Auch dieses Verfahren zur Berechnung des Betriebsverhaltens einer GRM liefert gute Ergebnisse, was die Stromverläufe und den Mittelwert des Drehmoments angeht. Bei der Berechnung der Verläufe des Strangmomentes treten Abweichungen auf, die jedoch nicht anhand von Meßergebnissen überprüft werden können. Sie werden deutlich, wenn man den Drehmomentmittelwert einmal aus dem Verlauf des Stromes in der ψ -i-Ebene und im Vergleich dazu aus dem Verlauf des Strangmomentes berechnet. Auch dieses Modell berücksichtigt keine Eisen- und Reibungsverluste.

4.4 Bewertung beider Rechenverfahren

Die beiden in **Kapitel 3** und **Kapitel 4** beschriebenen Verfahren benötigen als Ausgangspunkt die ψ -i-Kennlinien einer GRM. Diese können entweder durch eine Messung oder durch Berechnung mit der Finite-Elemente-Methode (FEM) ermittelt werden.

Das in **Kapitel 3** beschriebene Verfahren benötigt zur Berechnung der Verläufe des Strangstromes dieses $\psi(\gamma, i)$ -Kennfeld, das allerdings in der Regel noch weiter aufbereitet werden muß, und zur Berechnung der Verläufe des Strangmomentes zusätzlich ein $M(\gamma, i)$ -Kennfeld. Die Aufbereitung bzw. die Generierung dieser Kennfelder kann automatisch durch ein Programm ohne Eingriff von außen durchgeführt werden. In der Praxis hat sich für das $\psi(\gamma, i)$ -Kennfeld eine Größe mit 181 Winkelschritten und etwa 25-30 Stromstufen bewährt, was zwischen 4525 und 5430 Feldelementen entspricht. Für das $M(\gamma, i)$ -Kennfeld reichen 46 Winkelschritte und ebenfalls 25 – 30 Stromstufen aus, was zwischen 1150 und 1380 Feldelementen entspricht. Es müssen also insgesamt zwischen 5675 und 6810 Elemente gespeichert werden.

Das in **Kapitel 4** beschriebene Rechenverfahren benötigt als Eingangsdaten die drei Koeffizienten a , b und n . Diese Koeffizienten, die Funktionen des Rotorwinkels γ sind, ermöglichen es, über Gl. (4-6) zu jedem beliebigen Fluß den dazugehörigen Strangstrom zu ermitteln. Die Generierung der drei Parameter gestaltet sich jedoch wesentlich aufwendiger. Im Augenblick ist noch kein Programm verfügbar, das diese Werte automatisch aus den ψ -i-Kennlinien errechnet. Es sind mehrere Rechenschritte notwendig, in die von außen eingegriffen werden muß. Für die Berechnung hat sich in der Praxis eine Feldgröße mit 100 Winkelschritten für jeden der drei Koeffizienten bewährt. Es müssen also insgesamt nur 300 Elemente gespeichert werden.

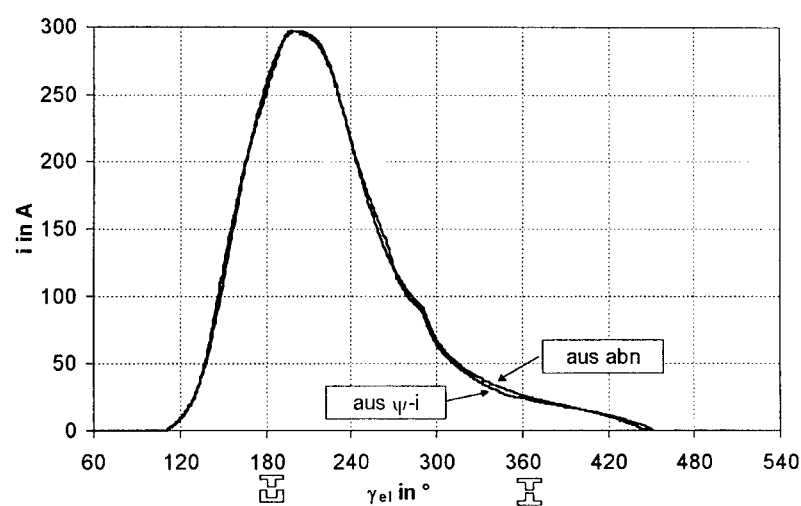


Bild 4-13: Vergleich der berechneten Strangströme nach beiden Rechenverfahren für $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 63 \text{ Nm}$

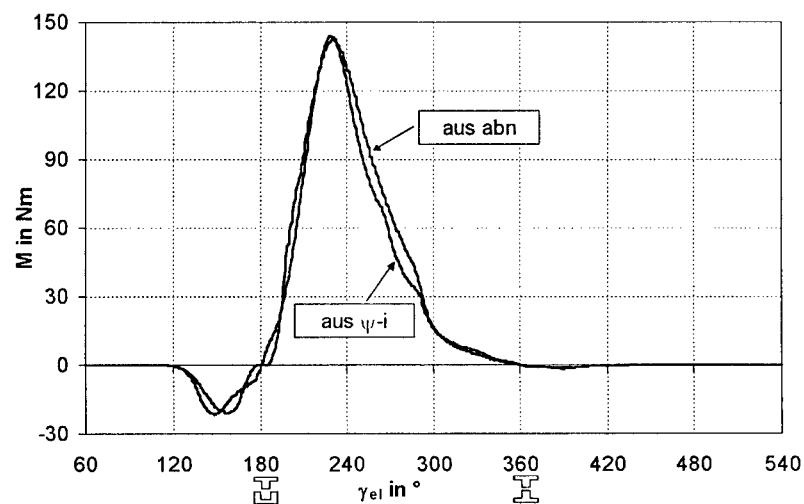


Bild 4-14: Vergleich der berechneten Strangmomentverläufe nach beiden Rechenverfahren für $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 63 \text{ Nm}$

Die Rechenzeit, die bei beiden Verfahren benötigt wird, um für einen Betriebspunkt die Verläufe von Strangstrom und -moment zu berechnen sind in etwa identisch und betragen bei einem handelsüblichen PC (Pentium II 200 MHz, 64 MB) ca. 1 – 2 s.

Bild 4-13 zeigt die nach beiden Verfahren ermittelten Strangstromverläufe für den Betriebspunkt $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 63 \text{ Nm}$. Sie sind praktisch deckungsgleich. Beim Vergleich beider Strangdrehmomentverläufe in **Bild 4-14** zeigen sich kleinere Abweichungen, die sich ja auch bei der Betrachtung der Drehmomentmittelwerte bemerkbar machen. Bei Vergleich mit den Messungen aus **Kap. 3.3** und **Kap. 4.3** liefert das Verfahren nach **Kapitel 3** genauere Ergebnisse.

Beide vorgestellten Rechenverfahren eignen sich in etwa gleich gut, um das Betriebsverhalten einer GRM zu berechnen. Sie bieten sich als Werkzeug an, um Steuerverfahren für diese Maschine zu entwickeln. In **Kapitel 5** wird eine Drehmomentsteuerung für eine GRM entworfen. Als Grundlage für Berechnungen dient im folgenden das in **Kapitel 3** beschriebene Rechenverfahren, da die Aufbereitung der ψ -i-Kennlinien damit automatisch vorgenommen werden kann. Davor ist es jedoch notwendig, die verschiedenen Möglichkeiten zur Regelung des Strangstromes zu betrachten.

5 Einsatz der GRM als Drehmomentquelle

Die beiden GRM (Testmaschine 1 und 2) wurden als Traktionsantriebe für Elektrostraßenfahrzeuge ausgelegt. Daher ist es notwendig, einen linearen Zusammenhang zwischen der Fahrpedalstellung (Drehmomentsollwert) und dem abgegebenen Drehmoment des Antriebs zu realisieren. Anders als bei üblichen Drehfeldmotoren kann bei der GRM nicht mit einfachen mathematischen Gleichungen von den elektrischen Eingangsgrößen der Maschine auf das Drehmoment geschlossen werden, so daß darüber eine indirekte Drehmomentregelung im Betrieb erfolgen könnte. Bei der GRM kann das Drehmoment nur gesteuert werden. Das heißt, es werden Parameter eingestellt, die sicherstellen, daß das erforderliche Drehmoment erbracht wird. Eine Rückmeldung des Istmoments erfolgt nicht.

5.1 Bestimmung der Steuerparameter

In **Bild 5-1** sind zwei unterschiedliche berechnete Strangstromverläufe der Testmaschine 2 bei einer Drehzahl von $n = 2000 \text{ min}^{-1}$ und konstanter Gleichspannung von $U_d = 215 \text{ V}$ dargestellt. Für Stromverlauf 1 wurde der Einschaltwinkel $\gamma_A = 165^\circ$, der Ausschaltwinkel ("Kommutierungswinkel") $\gamma_K = 355^\circ$ und der Stromsollwert $i_w = 316 \text{ A}$ vorgegeben. Der errechnete Mittelwert des inneren Drehmomentes der Maschine beträgt $M_{avrGes} = 110,4 \text{ Nm}$. Für Stromverlauf 2 wurde $\gamma_A = 210^\circ$, $\gamma_K = 330^\circ$ und $i_w = 347 \text{ A}$ eingestellt. Das innere mittlere Drehmoment der Maschine beträgt mit diesen Parametern $M_{avrGes} = 110,2 \text{ Nm}$. Trotz sehr unterschiedlicher Steuerparameter γ_A , γ_K und i_w wird nahezu das gleiche Drehmoment erzielt. Betrachtet man jedoch zusätzlich den Effektivwert des Strangstromes, welcher für Stromverlauf 1 $I_{rms} = 226,3 \text{ A}$ und für Stromverlauf 2 $I_{rms} = 188,9 \text{ A}$ beträgt, so lassen sich sehr wohl Unterschiede in den beiden Betriebspunkten erkennen. Bei Verwendung der Parameter für Stromverlauf 2 ergeben sich weniger Stromwärmeverluste in der Maschine.

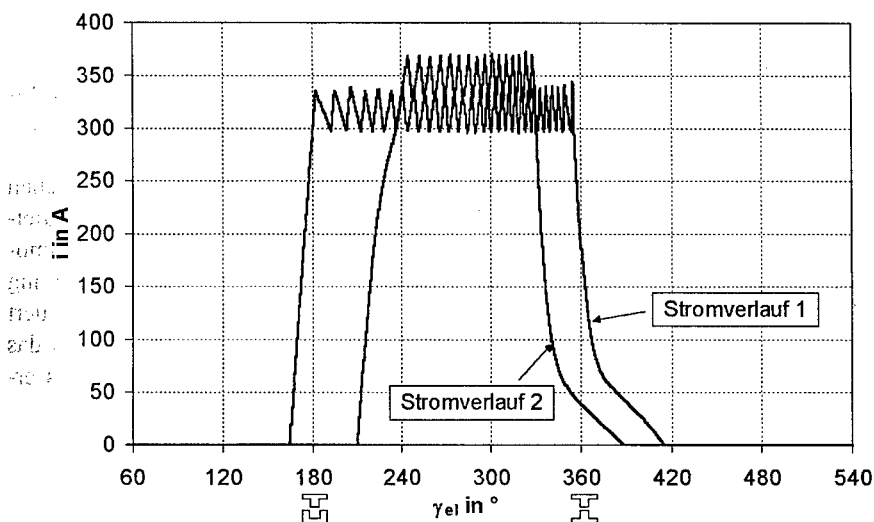


Bild 5-1: Strangstromverläufe mit gleichem mittleren inneren Drehmoment

Dies zeigt, daß es nicht zu jedem Punkt in der Drehmoment-Drehzahl-Ebene genau ein Wertetripel γ_A , γ_K und i_w gibt, sondern beliebig viele Kombinationsmöglichkeiten. Zur genauen Festlegung auf einen Wert je Parameter müssen Optimierungskriterien herangezogen werden. Es bietet sich hier wie im obigen Beispiel eine Optimierung auf möglichst geringe Stromwärmeverluste an. Andere Kriterien wären minimale Drehmomentwelligkeit oder ein günstiges Geräuschverhalten.

Wenn die drei Steuerparameter $(\gamma_A, \gamma_K, i_w)$ für die gesamte M-n-Ebene in einem Raster punktweise vorliegen, können diese wie in früheren Arbeiten als Kennfeld in Abhängigkeit von n und M abgelegt werden [Got94, Sti92, Sti93, Tor91, Val85]. Andere Steuerverfahren für GRM legen das lineare Modell zugrunde, um die Steuerparameter in Echtzeit zu berechnen [Buj94, Oza87], wodurch aber nur eine ungenügende Drehmomentsteuerung realisierbar ist. Diese Verfahren sind einsetzbar, wenn ein übergeordneter Drehzahlregler die Abweichungen zwischen Soll- und Istmoment ausgleicht.

Um die GRM als gesteuerte Drehmomentquelle bis zu Maximaldrehzahlen von 15000 min^{-1} betreiben zu können, muß ein schneller Zugriff auf die Steuerpa-

parameter gewährleistet sein. Dies kann mit Hilfe von drehzahlabhängigen Steuerkoeffizienten realisiert werden, die über ein Gleichungssystem mit dem vom Fahrpedal vorgegebenen Drehmomentsollwert die drei Steuergrößen ergeben.

5.1.1 Approximation der Schaltwinkelverläufe von γ_A und γ_K

In [Bau96, Bau97, Bau98, Bau98a, Bau98b, Bau98c] wird gezeigt, daß die Schaltwinkelverläufe durch die Parabelfunktionen

$$\gamma_A(M_w, n) = \gamma_0 + c_A M_w^{m_A} \quad \text{mit } \gamma_A, \gamma_K \text{ in } ^\circ \text{ und } M_w \text{ in Nm} \quad (5-1)$$

für den Einschaltwinkel und

$$\gamma_K(M_w, n) = \gamma_0 + c_K M_w^{m_K} \quad \text{mit } \gamma_A, \gamma_K \text{ in } ^\circ \text{ und } M_w \text{ in Nm} \quad (5-2)$$

für den Ausschaltwinkel approximiert werden können. Die Koeffizienten γ_0 , c_A , c_K , m_A und m_K sind dabei Funktionen der Drehzahl.

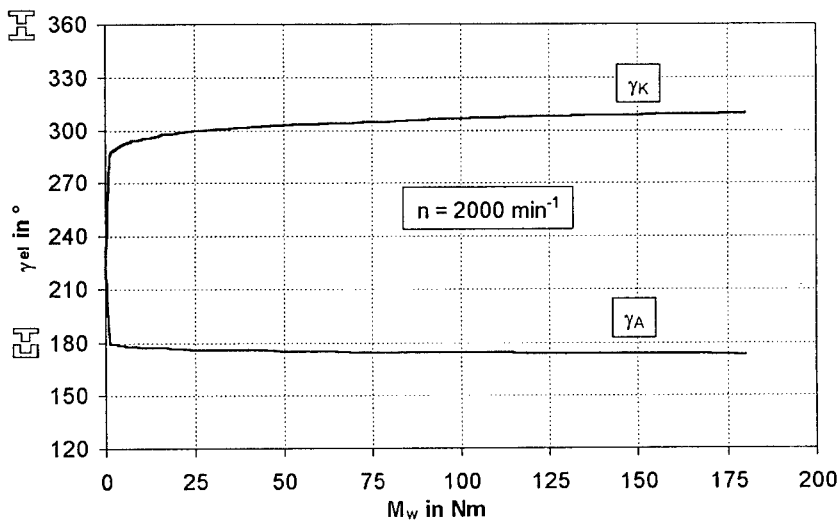


Bild 5-2: Verlauf der Einschalt- und Kommutierungsparabel über dem Drehmomentsollwert für Testmaschine 1 bei $n = 2000 \text{ min}^{-1}$

Bild 5-2 zeigt den Verlauf der Einschalt- und Kommutierungsparabel bei einer Drehzahl von 2000 min^{-1} für die Testmaschine 1.

Um bei diesem Verfahren die Steuerparameter durch drehzahlabhängige Koeffizienten zu berechnen, ist es wichtig, schon bei der iterativen Bestimmung der Schaltwinkel mit dem Simulationsprogramm neben dem Optimierungskriterium (geringe Stromwärmeverluste) darauf zu achten, daß γ_A und γ_K durch die Parabelfunktionen approximiert werden können. Dadurch gestaltet sich aber die Parameterbestimmung als sehr mühsam und umständlich.

Eine Möglichkeit, dieses Verfahren zu vereinfachen, ist die Kommutierungsparabel durch eine Kommutierungsgerade zu ersetzen. Das heißt, daß γ_K nicht mehr abhängig ist vom Drehmomentsollwert, sondern nur noch von der Drehzahl. **Gl. (5-2)** vereinfacht sich dadurch zu

$$\gamma_K(n) = \gamma_0 + c_K \quad (5-3)$$

und der Steuerkoeffizient m_K wird nicht mehr benötigt. Vergleiche haben gezeigt, daß dieses vereinfachte Verfahren vergleichbare Ergebnisse liefert. In [Nic98] wurden bereits auf diese Weise die Steuerparameter für den Generatorbetrieb bestimmt. **Bild 5-3** zeigt die Einschaltparabel und die Kommutierungsgerade bei 2000 min^{-1} für die Testmaschine 1. Im Vergleich zu **Bild 5-2** ist ersichtlich, daß sich neben dem Verlauf von γ_K auch der Verlauf von γ_A ändert.

Die iterative Berechnung von γ_A , γ_K und i_w kann dadurch vereinfacht werden. Zunächst werden nur für die Punkte entlang der Maximalkennlinie des Antriebs die drei Steuerparameter bestimmt. Dadurch sind die Kommutierungswinkel für die gesamte M-n-Ebene festgelegt, da diese nicht mehr vom Drehmomentsollwert abhängig sind. Für alle anderen Punkte des Kennfeldes müssen nur noch je zwei Steuerparameter (γ_A und i_w) bestimmt werden.

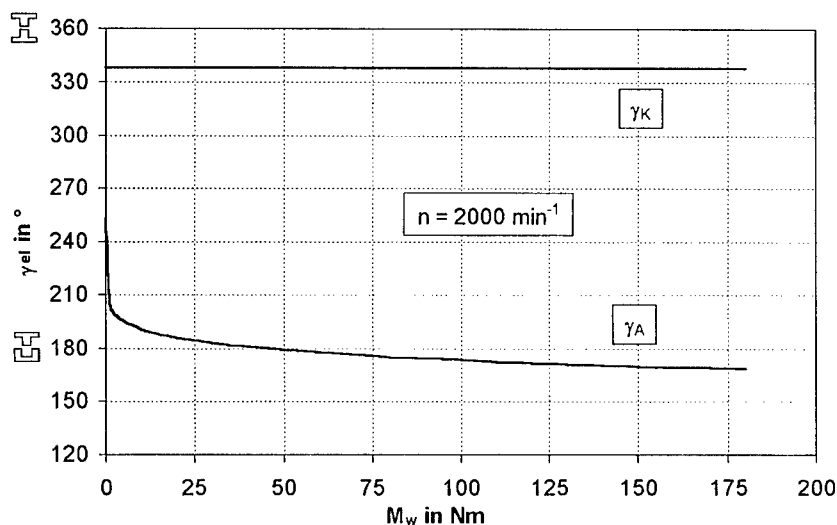
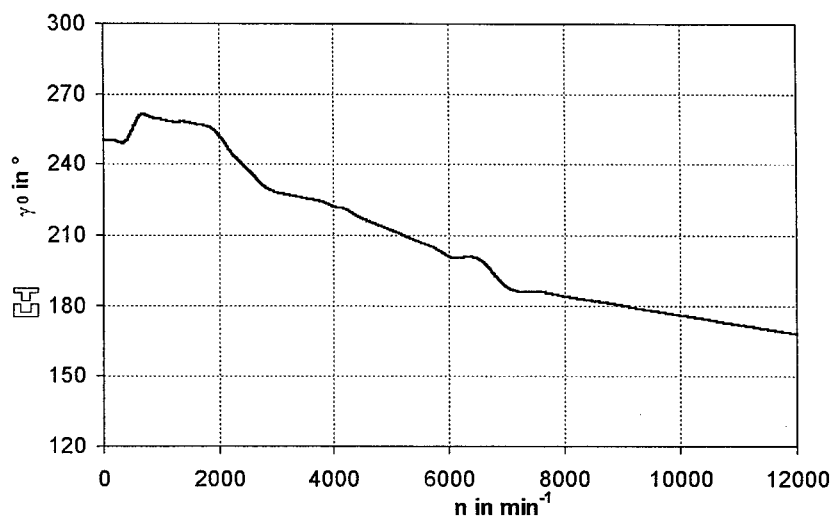
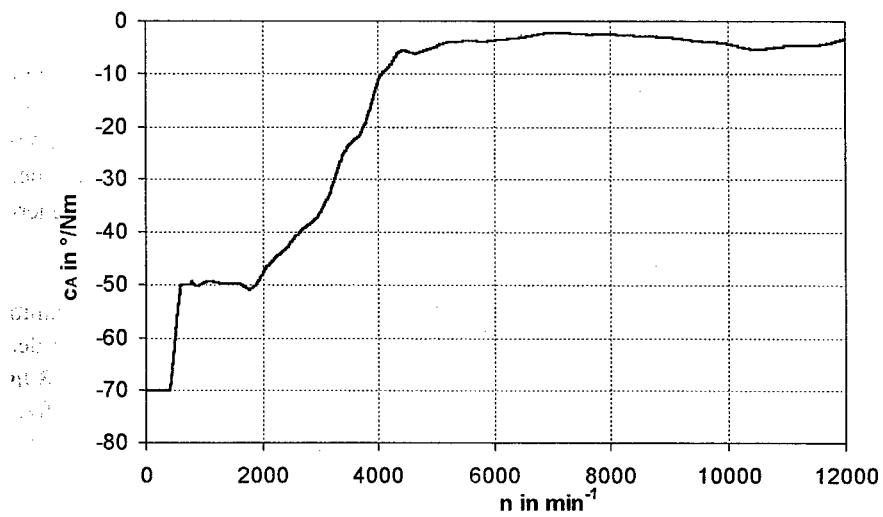
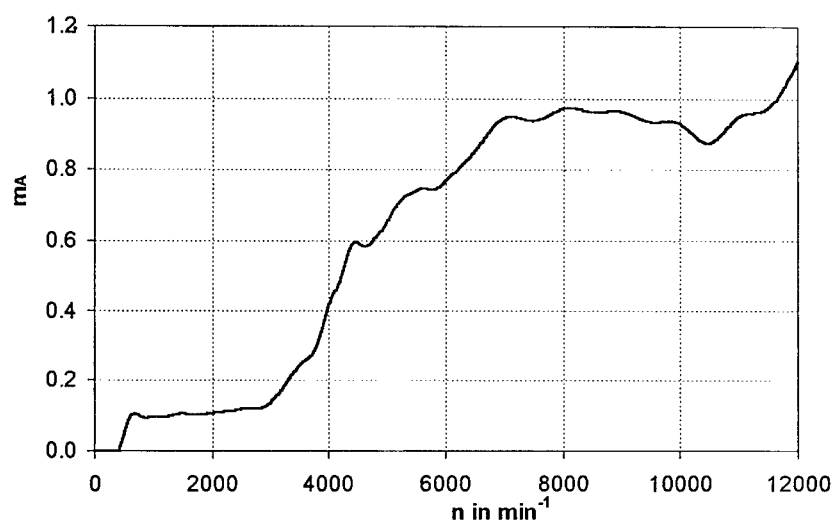
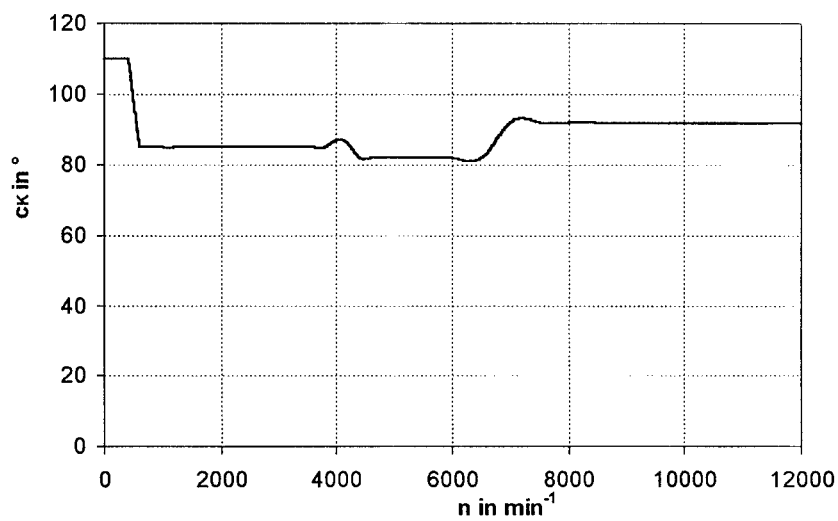


Bild 5-3: Verlauf der Einschaltparabel und der Kommutierungsgerade über dem Drehmomentsollwert für Testmaschine 1 bei $n = 2000 \text{ min}^{-1}$

Die Approximation der Verläufe der einzelnen Einschaltparabeln, die ja nur punktwise vorliegen, wird mit der Methode der kleinsten Quadrate durchgeführt. Für die Kommutierungsgeraden muß lediglich der Koeffizient c_K bestimmt werden. Dies geschieht anhand Gl. (5-3), da der Wert für γ_0 aus der Approximation der Einschaltparabeln und γ_K aus der Bestimmung der Steuerparameter entlang der Maximalkennlinie bereits vorliegen.

Zur Berechnung der Schaltwinkel werden in einem späteren Steuerprogramm lediglich die drehzahlabhängigen Koeffizienten γ_0 , c_A , c_K und m_A sowie der Drehmomentsollwert und die aktuelle Drehzahl des Antriebs benötigt. In **Bild 5-4**, **Bild 5-5**, **Bild 5-6** und **Bild 5-7** sind die Verläufe der vier Steuerkoeffizienten für Testmaschine 1 dargestellt. Die etwas "unruhigen" Verläufe sind bedingt durch das verwendete Verfahren und beeinflussen das Ergebnis nicht negativ.

Bild 5-4: Verlauf von γ_0 über der DrehzahlBild 5-5: Verlauf von c_A über der Drehzahl

**Bild 5-6: Verlauf von m_A über der Drehzahl****Bild 5-7: Verlauf von c_K über der Drehzahl**

Die Verläufe der Einschaltparabeln und Kommutierungsgeraden, die sich aus diesen Koeffizienten ergeben, sind in **Bild 5-8** für einige Drehzahlen dargestellt.

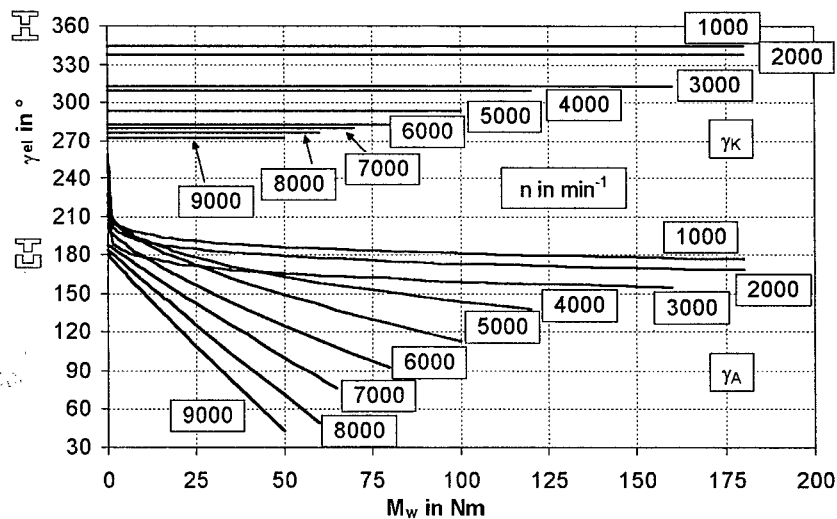


Bild 5-8: Verläufe von γ_A und γ_K über M_w mit n als Parameter

Es ist zu erkennen, daß die Einschaltwinkel zu höheren Drehzahlen und Sollmomenten hin immer kleiner werden. Die Ausschaltwinkel nehmen mit zunehmender Drehzahl ebenfalls ab; es wird früher ein- und ausgeschaltet.

5.1.2 Approximation der Stromsollwertverläufe

Ein ähnliches Verfahren kann nach [Bau96, Bau97, Bau98, Bau98a, Bau98b, Bau98c] angewendet werden, um die Stromsollwerte i_w darzustellen. Sie lassen sich mit Hilfe der Methode der kleinsten Quadrate durch eine Wurzelfunktion nachbilden.

$$i_w(M_w, n) = p M_w + q \sqrt{M_w} \quad \text{mit } i_w \text{ in A und } M_w \text{ in Nm} \quad (5-4)$$

Die Koeffizienten p und q sind auch hier nur Funktionen der Drehzahl. Wie in **Bild 5-1** gezeigt, kann ein bestimmter Betriebspunkt mit verschiedenen Kombinationen der Steuerparameter γ_A , γ_K und i_w eingestellt werden. Die Verläufe

der Schaltwinkel und des Stromsollwertes hängen stark voneinander ab. So gehört zum Verlauf der Schaltwinkel in **Bild 5-2** (mit Einschalt- und Kommutierungsparabeln) der Stromsollwertverlauf in **Bild 5-9**.

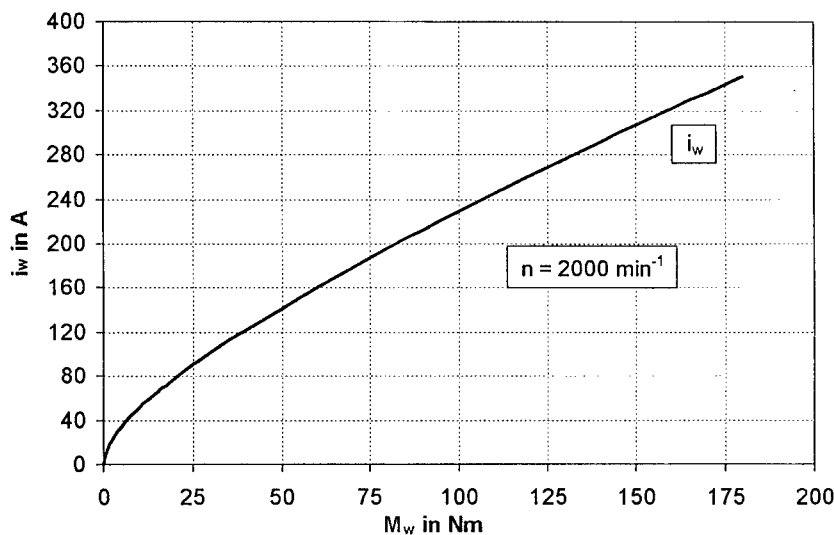


Bild 5-9: Stromsollwertverlauf über dem Drehmomentsollwert für Testmaschine 1 bei $n = 2000 \text{ min}^{-1}$ (Einschalt- und Kommutierungsparabel)

Bei Verwendung des Verfahrens mit Einschaltparabel und Kommutierungsgerade (**Bild 5-3**) ergibt sich ein Stromsollwertverlauf nach **Bild 5-10**. Alle Parameter müssen neu bestimmt werden, wenn einer von ihnen verändert werden soll.

Im Folgenden wird die Strategie mit Einschaltparabeln und Kommutierungsgeraden verwendet.

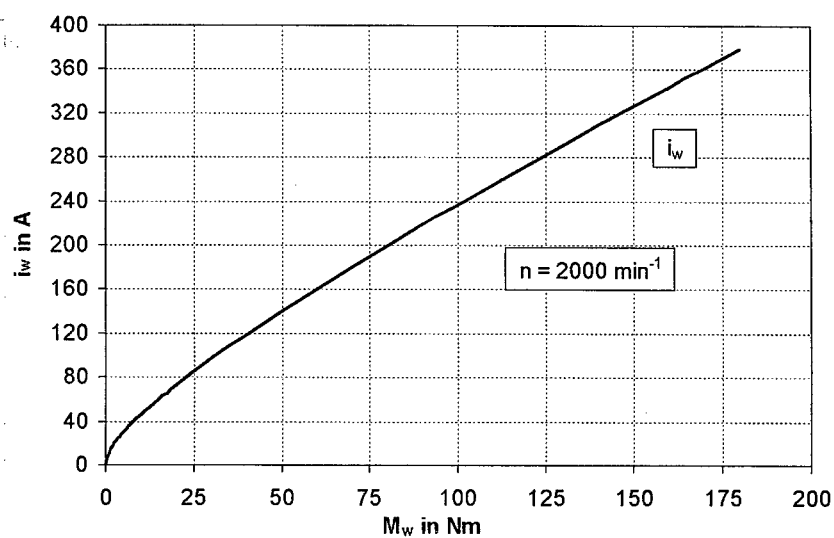
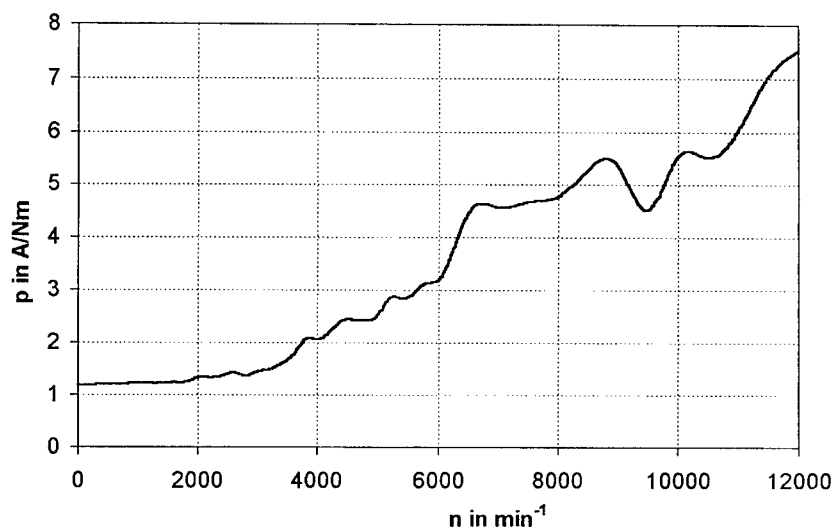
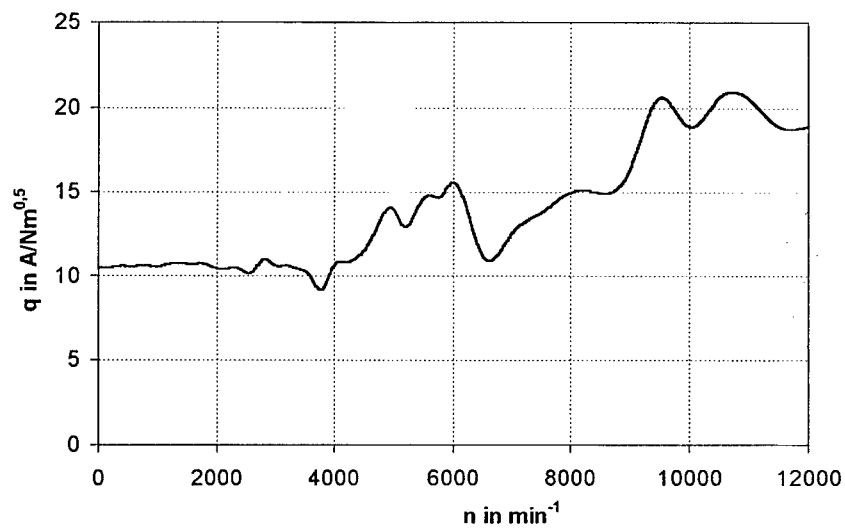


Bild 5-10: Stromsollwertverlauf über dem Drehmomentsollwert für Testmaschine 1 bei $n = 2000 \text{ min}^{-1}$ (Einschaltparabel und Kommutierungsgerade)

Die Verläufe der Koeffizienten p und q über die Drehzahl sind in **Bild 5-11** und **Bild 5-12** dargestellt. Daraus ergeben sich nach **Gl. (5-4)** die in **Bild 5-13** gezeigten Verläufe von i_w über M_w mit n als Parameter. Sie steigen mit zunehmender Drehzahl und zunehmendem Sollmoment kontinuierlich an.

Die Stromsollwerte werden, wie gezeigt, für alle möglichen Betriebspunkte des Antriebs bestimmt, obwohl sie zur Drehmomentsteuerung nur für den gepulsten Betrieb benötigt werden. Diese Weiterführung der Stromsollwerte ermöglicht es, das gewünschte Drehmoment auch bei erhöhter Versorgungsspannung genau einstellen zu können, wie in [Nic98] gezeigt wird. Des weiteren erfüllt dieser Stromsollwert eine Schutzfunktion vor Überstrom für den eingesetzten Stromrichter.

**Bild 5-11: Verlauf von p über der Drehzahl****Bild 5-12: Verlauf von q über der Drehzahl**

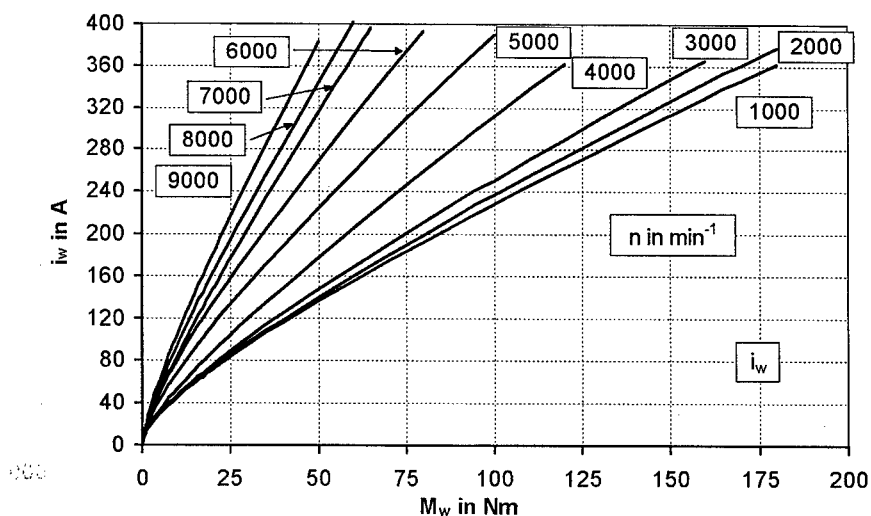


Bild 5-13: Verläufe von i_w über M_w mit n als Parameter

Um eine GRM als Vierquadrantenantrieb nutzen zu können, sind die Steuerkoeffizienten γ_0 , c_A , c_K , m_A , p und q einmal für den Motorbetrieb und einmal für den Generatorbetrieb notwendig.

5.2 Berechnung der Steuerparameter mit einem Mikrocontroller

Da die beschriebenen Antriebe (Testmaschine 1 und 2) speziell für den Einsatz in Elektro-PKWs ausgelegt sind, ist es wichtig, für die Steuerung einen möglichst preisgünstigen Weg zu finden. Hier bieten sich Mikrocontroller mit Integerarithmetik an. Allerdings ist man damit auf den Bereich der ganzen Zahlen R angewiesen und Rechenoperationen wie das Potenzieren oder das Berechnen der Quadratwurzel ist nur mit komplizierten Algorithmen möglich. Um dennoch eine hohe Rechengenauigkeit und -geschwindigkeit erzielen zu können, was für den Einsatz als Drehmomentquelle notwendig ist, müssen die Gleichungen Gl. (5-1) bis Gl. (5-4) in eine andere Form gebracht werden. Die Steuerkoeffizienten werden in Tabellen im Speicher des Mikrocontrollers abgelegt. Bei Umskalierungen der Formeln wird darauf geachtet, daß Potenzen von 2 verwendet werden. So lassen sich rechenintensive Multiplikationen und Divisionen durch einfache Schiebeoperationen ersetzen. Zur weiteren Optimierung der Schalt-

winkelberechnung werden noch einige Hilfstabellen benötigt, wie nachfolgend beschrieben ist.

5.2.1 Berechnung der Schaltwinkel im Mikrocontroller

Erfahrungsgemäß muß die Genauigkeit der Schaltwinkelberechnung der GRM mindestens $\gamma_{el} = 2^\circ$ betragen, um eine "saubere" Drehmomentsteuerung zu gewährleisten. Da der Aufwand aber nicht größer wird, werden die Gleichungen so umgeformt, daß eine Genauigkeit von $\gamma_{el} = 1^\circ$ erreicht wird.

Die Berechnung des Einschaltwinkels nach **Gl. (5-1)** läßt sich umstellen nach

$$\gamma_0 - \gamma_A = c'_A M_w^{m_A} \quad \text{mit } c'_A = -c_A \quad (5-5)$$

Durch Logarithmierung kann der Ausdruck $M_w^{m_A}$ aufgelöst werden

$$\ln(\gamma_0 - \gamma_A) = \ln c'_A + m_A \cdot \ln M_w \quad (5-6)$$

Um eine ausreichend hohe Genauigkeit erzielen zu können, werden beide Seiten der Gleichung mit dem Skalierungsfaktor 4096 multipliziert:

$$4096 \cdot \ln(\gamma_0 - \gamma_A) = 4096 \cdot \ln c'_A + 128 \cdot m_A \cdot 32 \cdot \ln M_w \quad (5-7)$$

Mit Substitution von

$$CA = 4096 \cdot \ln c'_A$$

und

$$MA = 128 \cdot m_A$$

als drehzahlabhängige und

$$LNM = 32 \cdot \ln M_w$$

als drehmomentabhängige Größe erhält man

$$4096 \cdot \ln(\gamma_0 - \gamma_A) = CA + MA \cdot LNM \quad (5-8)$$

und durch eine weitere Substitution von

$$x = \frac{CA + MA \cdot LNM}{128}$$

$$32 \cdot \ln(\gamma_0 - \gamma_A) = x \quad (5-9)$$

Der Einschaltwinkel ergibt sich so nach Auflösen des Logarithmus und Umstellung der Gleichung zu

$$\gamma_A = \gamma_0 - e^{\frac{x}{32}} \quad (5-10)$$

Für die Realisierung in der Steuersoftware werden die Koeffizienten γ_0 , CA und MA als drehzahlabhängige Tabellen im Speicher abgelegt. Die Berechnung des Logarithmus LNM und der Exponentialfunktion $e^{\frac{x}{32}}$ erfolgt ebenfalls über Tabellen. So kann ohne komplizierte Rechenfunktionen die rechte Seite von **Gl. (5-8)** und somit x bestimmt werden. Mit Hilfe der Exponentialfunktion-Tabelle kann abschließend **Gl. (5-10)** und damit der Einschaltwinkel γ_A berechnet werden.

Wenn die Kommutierungswinkel auf Parabeln liegen (**Gl. (5-2)**), muß die Berechnung auf die gleiche Weise durchgeführt werden. Es ergibt sich entsprechend

$$\gamma_K = \gamma_0 + e^{\frac{x}{32}} \quad (5-11)$$

mit

$$x = \frac{CK + MK \cdot LNM}{128}$$

$$CK = 4096 \cdot \ln c_K$$

und

$$MK = 128 \cdot m_K$$

Wenn die Kommutierungswinkel jedoch auf Geraden (Gl. (5-3)) liegen, kann deren Berechnung direkt ohne weitere Umformung der Gleichung vorgenommen werden. Es wird lediglich eine weitere drehzahlabhängige Tabelle für c_K benötigt.

Als sinnvolle Skalierung für γ_0 , CA , MA und c_K bewährten sich 1024 Werte pro Koeffizient in äquidistanten Drehschritten von 0 bis zur geforderten Maximaldrehzahl. Zur Berechnung des Logarithmus des Drehmomentsollwertes $LNM = 32 \cdot \ln M_w$ wird ebenfalls eine Tabelle mit 512 Einträgen und einer

Auflösung von $\Delta M = 0,5 \text{ Nm}$ verwendet. Auch die Exponentialfunktion $e^{\frac{x}{32}}$ wird über eine Tabelle bestimmt. Sie hat 256 Stützstellen für einen Wertebereich von 0...255.

5.2.2 Berechnung des Stromsollwertes im Mikrocontroller

Die Stromsollwerte errechnen sich anhand Gl. (5-4). Um die Auflösung der Berechnung zu erhöhen, werden beide Seiten der Gleichung mit 128 multipliziert:

$$128 \cdot i_w = 64 \cdot p \cdot 2 \cdot M_w + 4 \cdot q \cdot 32 \cdot \sqrt{M_w} \quad (5-12)$$

Für die weitere Verarbeitung des Stromsollwertes muß der Bereich zwischen 0 und dem geforderten Maximalstrom in den Wertebereich zwischen 0 und 1023 skaliert werden. Der Stromrichter der Testmaschine 1 ist für einen maximalen Strangstrom von 400 A und der Testmaschine 2 für 600 A ausgelegt. So ergeben sich die Normierungsfaktoren für den Strom zu

$$F_{ni} = \frac{I_{\max \text{ dig}}}{I_{\max}} = \frac{1023}{400A} = 2,5575 \frac{1}{A} \quad (5-13)$$

für Testmaschine 1 und zu

$$F_{ni} = \frac{1023}{600A} = 1,705 \frac{1}{A}$$

für Testmaschine 2. Dieser Normierungsfaktor wird in Gl. (5-12) eingesetzt:

$$128 \cdot i_{wdig} = 64 \cdot F_{ni} \cdot p \cdot 2 \cdot M_w + 4 \cdot F_{ni} \cdot q \cdot 32 \cdot \sqrt{M_w} \quad (5-14)$$

Durch Substitution von

$$pF = 64 \cdot F_{ni} \cdot p$$

$$qF = 4 \cdot F_{ni} \cdot q$$

und

$$SQRM = 32 \cdot \sqrt{M_w}$$

und Division durch 128 ergibt sich der Stromsollwert zu

$$i_{wdig} = \frac{pF \cdot 2 \cdot M_w + qF \cdot SQRM}{128} \quad (5-15)$$

Die umskalierten Steuerkoeffizienten pF und qF werden in drehzahlabhängigen Tabellen mit je 1024 Werten in äquidistanten Schritten von 0 bis zur geforderten Maximaldrehzahl des Antriebs abgelegt. Die Wurzelfunktion des Drehmomentsollwertes $SQRM$ wird in einer drehmomentabhängigen Tabelle mit 512 Stützstellen und einer Auflösung von $\Delta M = 0,5 \text{ Nm}$ abgelegt.

Die beschriebenen Umstrukturierungen von Gl. (5-1) bis Gl. (5-4) ermöglichen es, die Schaltwinkel und den Stromsollwert in einem Mikrocontroller mit hoher Geschwindigkeit und einer guten Genauigkeit zu bestimmen. Mit den so berechneten Schaltwinkeln werden die Stränge der GRM ein- bzw. ausgeschaltet. Der Stromsollwert wird einem nachgeschalteten Stromregler zugeführt.

6 Stromregelverfahren

Wie in **Kap. 2.5** beschrieben, ist es notwendig, beim Betrieb einer GRM im gepulsten Betrieb den Strangstrom zu regeln. Dazu gibt es mehrere Ansätze: In [Wol99] wird ein Realisierungsvorschlag mit einem Zustandsregler 2. Ordnung beschrieben. Die größte Verbreitung haben **nichtlineare** Regler (z.B.: Hysterese-regler). Eine andere Möglichkeit ist die Verwendung eines **linearen** Regelalgorithmus (z.B.: mit PI-Verhalten). In diesem Kapitel werden Hysterese-regler dargestellt und in einem neuen Ansatz ein linearer Regler optimiert und erweitert, um ihn für die Strangstromregelung einsetzen zu können [Gre99, Gre99a]. Es folgt eine Auseinandersetzung mit den Vor- und Nachteilen der unterschiedlichen Ansätze.

Für die Beschreibung der einzelnen Regelungsverfahren wird von einer Strom-richtertopologie ausgegangen, die für jeden Strang der GRM aus einem Gleichstromsteller für Zweiquadrantenbetrieb (mit Spannungsumkehr) ausgeht, wie in **Bild 6-1** gezeigt. Für den Betrieb einer dreisträngigen GRM sind drei dieser Gleichstromsteller notwendig und entsprechend drei identische Stromregler, die unabhängig voneinander sind.

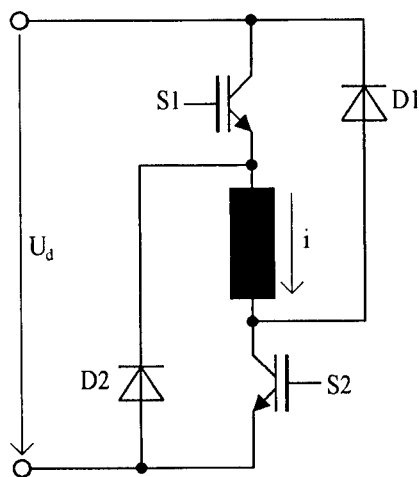


Bild 6-1: Prinzipschaltbild eines Gleichstromstellers für Zweiquadrantenbetrieb (mit Spannungsumkehr) für einen Strang

Durch diese Topologie ist die Stromrichtung im Strang unipolar vorgegeben, was aber den Betriebsbereich der GRM nicht einschränkt, da die Drehmomentbildung unabhängig von der Stromrichtung ist. Mit dieser Bauform des Stromrichters können vier Schaltzustände realisiert werden, wie in **Bild 6-2** dargestellt.

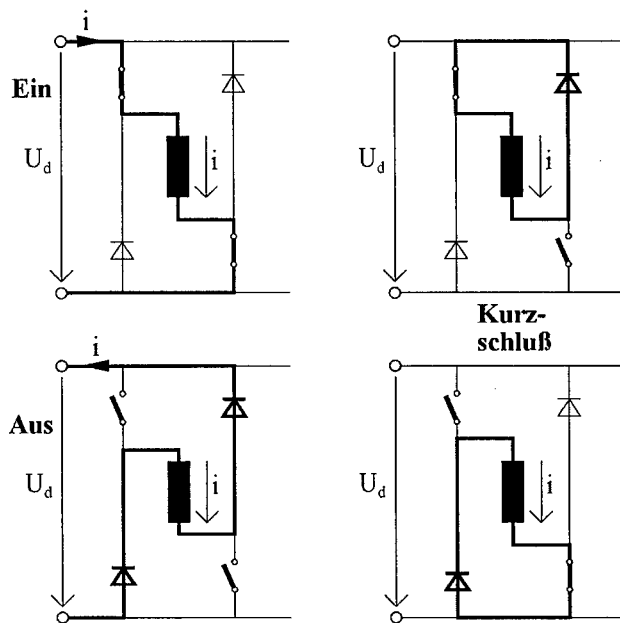


Bild 6-2: Mögliche Schaltzustände des Gleichstromstellers für Zweiquadrantenbetrieb

Um die Funktionsweise des Umrichters zu verstehen reicht es aus die folgende Betrachtung zunächst auf die stillstehende Maschine zu beschränken, das heißt ohne Einfluß der rotatorischen Spannung $\frac{\partial \psi}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt}$.

Wenn beide Schalter S1 und S2 eingeschaltet sind (Schaltzustand: **Ein**), liegt die positive Versorgungsspannung $+U_d$ am Strang an, wodurch der Strangstrom ansteigt. Es wird Energie aus der Spannungsquelle entnommen. Wenn ein Schalter S1 oder S2 geöffnet und der jeweils andere Schalter geschlossen ist (Schaltzustand: **Kurzschluß**), fließt der Strangstrom über die entsprechende

Diode D2 bzw. D1. Der Strang ist somit kurzgeschlossen und die Strangspannung beträgt bei Vernachlässigung der Durchlaßspannungen der Schalter 0 V . Es findet kein Energieaustausch mit der Quelle statt. Sind beide Schalter geöffnet (Schaltzustand: **Aus**), fließt der Strangstrom über beide Dioden, was eine Strangspannung von $-U_d$ bedeutet. Es wird Energie in die Quelle zurück gespeist.

Die beschriebenen Regelverfahren lassen sich prinzipiell auch mit anderen Stromrichtertopologien realisieren; die folgenden Erklärungen beziehen sich jedoch immer auf die in **Bild 6-1** gezeigte Schaltung.

6.1 Realisierung mit einem Hystereseregler

Das verbreitetste Verfahren zur Strangstromregelung in GRM ist eine Hystereseregulierung. Diese kann wahlweise als Zwei- oder Dreipunktregler ausgeführt werden.

6.1.1 Zweipunktregler mit Hysterese

Der Ausgang y eines Zweipunktreglers kann zwei Schaltzustände annehmen, je nach Regelabweichung e und Durchlaufrichtung der Hystereseschleife, wie in **Bild 6-3** gezeigt ist. Es bietet sich daher an die Strangstromregelung mit gleichzeitiger Taktung (**Bild 6-4**) zu realisieren, das heißt, daß entweder $+U_d$ oder $-U_d$ am Strang angelegt wird. Allerdings werden so immer beide Schalter betätigt, was die Schaltfrequenz pro Schalter und somit die Schaltverluste des Stromrichters erhöht. Die beiden Schaltpunkte a und b bestimmen das Hystereseband in dem der Strangstrom gehalten wird. Je dichter diese beiden Punkte zusammenrücken, desto höher wird die resultierende Schaltfrequenz.

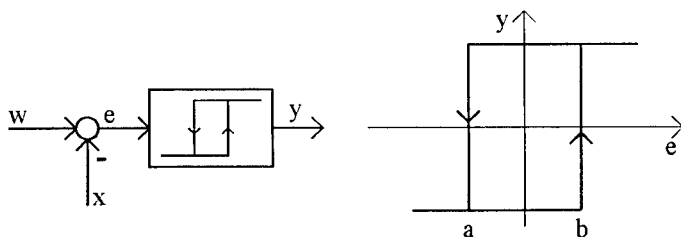


Bild 6-3: Struktur und Kennlinie eines Zweipunktreglers mit Hysterese

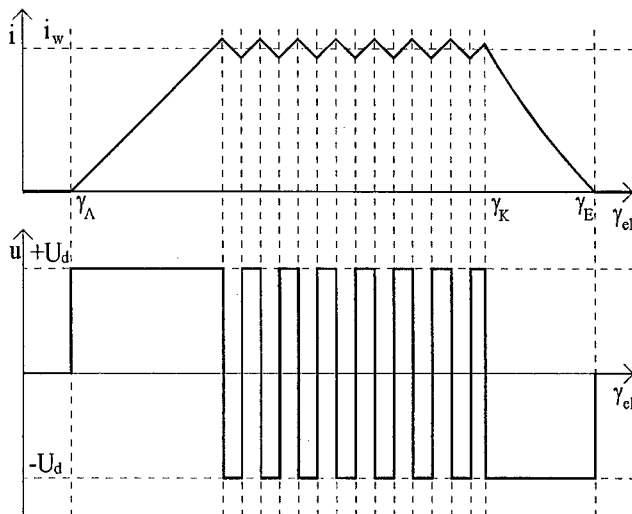


Bild 6-4: Strangstromregelung mit gleichzeitiger Taktung

Die Alternative dazu ist die alternierende Taktung. (**Bild 6-5** motorisch und **Bild 6-6** generatorisch). Diese Betriebsart erfordert aber eine Fallunterscheidung, ob der Antrieb motorisch oder generatorisch arbeitet. Im Motorbetrieb muß der Hystereseregler zwischen $+U_d$ und 0 hin und her schalten, im Generatorbetrieb muß zum Aufbau des Strangstromes auf $+U_d$ und anschließend zwischen 0 und $-U_d$ hin und her geschaltet werden.

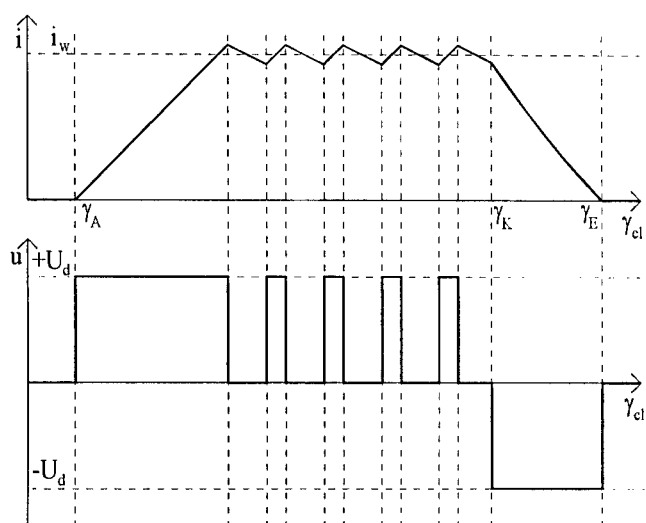


Bild 6-5: Stromregelung mit alternierender Taktung im Motorbetrieb

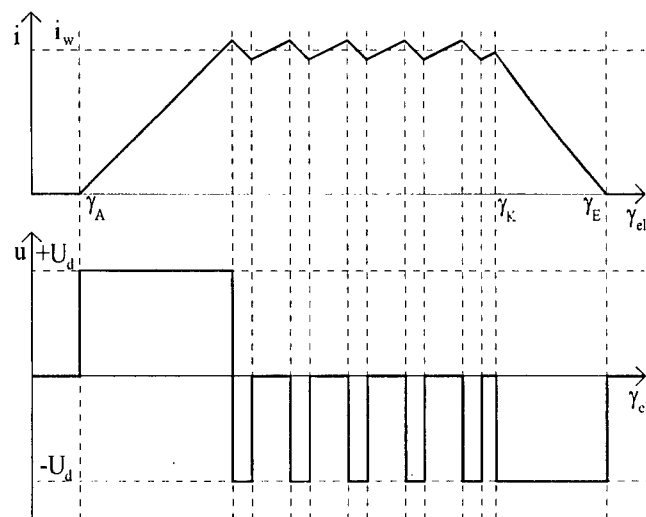


Bild 6-6: Stromregelung mit alternierender Taktung im Generatorbetrieb

Bei sehr niedrigen Drehzahlen ist auf diese Weise der generatorische Betrieb nicht mehr gewährleistet. Es muß wieder auf gleichzeitige Taktung umgeschaltet werden, um den Strangstrom aufrecht zu erhalten. Durch diese Unterscheidungen ist es zwar möglich, die Schaltverluste durch den Einsatz der alternierenden Taktung zu reduzieren. Allerdings ist eine aufwendige Logik notwendig, die den Hystereseregler auf eine der drei Betriebsarten einstellt. Abhilfe schafft hier die Erweiterung des Reglers auf einen Dreipunktregler.

6.1.2 Dreipunktregler mit Hysterese

Der Ausgang eines Dreipunktreglers kann drei Zustände einnehmen, wie in **Bild 6-7** gezeigt ist.

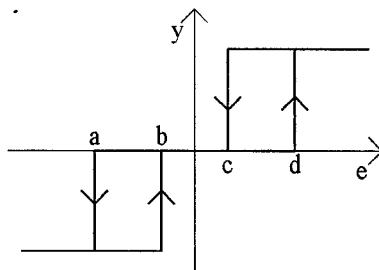


Bild 6-7: Kennlinie eines Dreipunktreglers mit Hysterese

Durch Zuordnung der drei Schaltzustände des Stromrichters („Ein“, „Kurzschluß“ und „Aus“) nach **Bild 6-2** kann sowohl im Motor- als auch im Generatorbetrieb der Strangstrom bis hin zum Stillstand geregelt werden, ohne daß eine Umschaltung des Reglers erfolgen muß. **Bild 6-8** zeigt schematisch die Verläufe von Strangstrom und Strangspannung für Motor- und Generatorbetrieb.

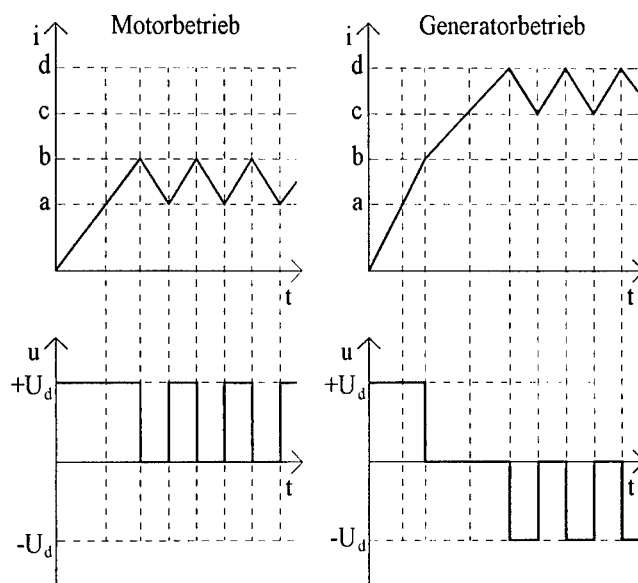


Bild 6-8: Regelung des Strangstromes mit einem Dreipunktregler mit Hysterese

Wenn die Schaltschwellen des Reglers, wie in **Bild 6-7** gezeigt eingestellt sind, ergibt sich für den Generatorbetrieb ein höherer Strommittelwert als für den Motorbetrieb. Um diesen Effekt zu minimieren, ist es sinnvoll, die beiden Hystereseschleifen übereinander zu schieben, wie in **Bild 6-9** dargestellt. Der mittlere Strangstrom im Generatorbetrieb ist jetzt nur geringfügig höher als im Motorbetrieb. Um diese Differenz auszugleichen, kann für den Generatorbetrieb bei der Stromsollwertberechnung ein Offset vorgesehen werden, der die Abweichung kompensiert.

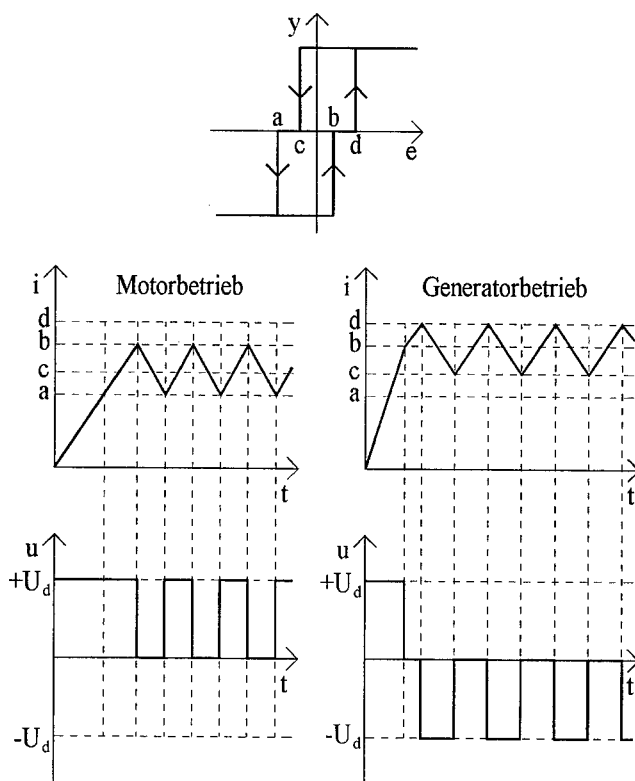


Bild 6-9: Regelung des Strangstromes mit einem Dreipunktregler mit übereinander geschobenen Hystereseschleifen

Durch seine einfache Struktur stellt ein Hystereseregler eine robuste Möglichkeit zur Strangstromregelung bei der GRM dar. Die einzigen Parameter, die eingestellt werden müssen, sind die Schaltschwellen. Ein Nachteil des Hysteresereglers ist jedoch, daß die Schaltfrequenz, die sich einstellt, nicht nur von diesen Schaltschwellen abhängig ist, sondern auch von der Stromänderungsgeschwindigkeit in der Wicklung der Maschine. Aus dem Linearen Modell ergibt sich durch Umstellen von Gl. (2-14)

$$\frac{di}{dt} = \frac{u - iR - i \frac{dL(\gamma)}{d\gamma} \cdot \frac{d\gamma}{dt}}{L(\gamma)} \quad (6-1)$$

Die Änderungsgeschwindigkeit ist demnach abhängig von der Strangspannung u , dem Wicklungswiderstand R , dem aktuellen Strangstrom i , der winkelabhängigen Stranginduktivität $L(\gamma)$ und der Drehzahl $\frac{d\gamma}{dt}$. Unter Beachtung aller Einflußgrößen müssen die Schaltschwellen des Hysteresereglers so gewählt werden, daß die maximale Schaltfrequenz der Leistungshalbleiter nicht überschritten wird. Dadurch entstehen dann allerdings auch Schaltfrequenzen, die weit unterhalb dieser maximalen Frequenz in einem Bereich liegen, den das menschliche Ohr sehr gut wahrnehmen kann.

Um diese Nachteile zu umgehen kann ein linearer Regler eingesetzt werden, der über eine Pulsweitenmodulation (PWM) die Strangspannung beeinflusst.

6.2 Realisierung mit einem linearen Regler

Im Folgenden wird ein linearer Regler für den Einsatz als Strangstromregler einer GRM ausgelegt und optimiert. Grundsätzlich kann ein solcher Regler als diskret aufgebauter Analogregler oder als digitaler Regler mit einem Mikrocontroller realisiert werden. Wegen der höheren Flexibilität wird hier der Regleraufbau im Hinblick auf eine Implementierung in einen Mikrocontroller beschrieben [Gre99a].

6.2.1 Aufbau des Regelkreises

In **Bild 6-10** ist der Aufbau des Regelkreises für einen Strang in der realen Anordnung gezeigt. Dabei entspricht der Umrichter, bestehend aus den beiden IGBTs und Dioden, dem Stellglied der Anordnung. Der Stromsensor stellt das Meßglied dar, die Wicklung der Maschine mit ihrer Induktivität und Widerstand die Regelstrecke. Der Regler generiert aus Ist- und Sollwert des Stromes die Ansteuersignale für die beiden IGBTs.

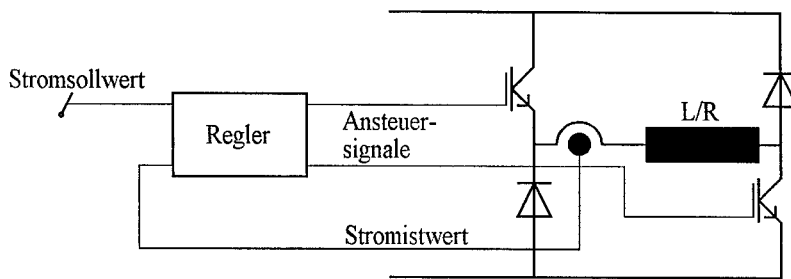


Bild 6-10: Aufbau des Regelkreises eines Stranges der GRM

Bild 6-11 zeigt das zu **Bild 6-10** gehörige Strukturbild des kompletten Regelkreises. Zusätzlich ist hier noch die Störgröße eingezeichnet.

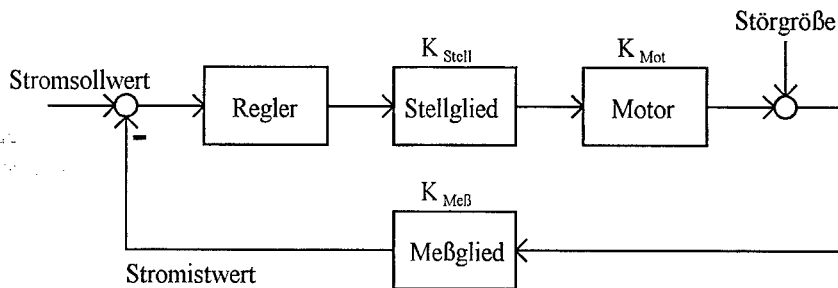


Bild 6-11: Strukturbild des Regelkreises

Die Streckenverstärkung K_S dieser Anordnung berechnet sich zu

$$K_S = K_{Stell} \cdot K_{Mot} \cdot K_{Meß} \quad (6-2)$$

wobei K_{Stell} die Verstärkung des Stromrichters, K_{Mot} die Verstärkung der Motorwicklung und $K_{Meß}$ die Verstärkung der Meßeinrichtung ist.

Aufgabe des Reglers ist es, über die Stelleinrichtung eine Spannung derart einzustellen, daß der Strom in der Wicklung des Motors dem Sollwert entspricht.

Der in **Bild 6-10** dargestellte Umrichter ist jedoch mit IGBTs bestückt, die nicht im linearen Bereich betrieben werden dürfen. Dies ist auch nicht sinnvoll, da so eine sehr große Verlustleistung erzeugt würde. Um aus der vorgegebenen Gleichspannung U_d eine variable (niedrigere) Spannung für die Wicklung zu generieren, wird in der Regel eine PWM-Einheit benutzt. Dabei wird die Gleichspannung, wie in **Bild 6-12** gezeigt, mit einer konstanten Periodendauer T_{PWM} , aber variablem Tastverhältnis ein- und ausgeschaltet. Der am Strang anliegende Mittelwert der Spannung kann so zwischen 0 und U_d variiert werden, wenn man die Durchlaßspannungen der Halbleiter vernachlässigt. Moderne Mikrocontroller haben komplette PWM-Einheiten bereits integriert. Es muß per Software nur die Periodendauer eingestellt und über ein Register die Pulsweite vorgegeben werden.

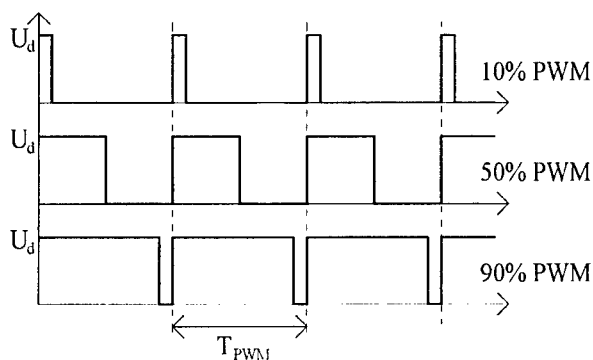


Bild 6-12: Prinzip der Pulsweitenmodulation

Für die Bestimmung der Verstärkung des Stellgliedes K_{Stell} wird der Zahlenwert, der in das Register für 100% -PWM eingetragen werden muß, in Bezug zur Spannung U_d gesetzt:

$$K_{Stell} = \frac{U_d}{100\% PWM} \quad (6-3)$$

Die Verstärkung der Wicklung wird durch deren ohmschen Widerstand bestimmt:

$$K_{Mot} = \frac{1}{R} \quad (6-4)$$

Dieser Wert gibt an, welcher Strom sich bei einer bestimmten angelegten (Gleich-) Spannung im Stillstand einstellen würde.

Da die Meßeinrichtung bei einem digitalen Regler den Istwert über einen Analog-Digital-Wandler (ADC) dem Mikrocontroller übermittelt, wird für die Bestimmung der Verstärkung der Maximalstrom zum entsprechenden Ausgangswert des ADCs in Bezug gesetzt:

$$K_{Meß} = \frac{ADC_{max}}{I_{max}} \quad (6-5)$$

Die so nach Gl. (6-2) berechnete Streckenverstärkung K_S wird zur Dimensionierung der Reglerparameter verwendet.

6.2.2 Zeitkonstanten eines digitalen Reglers

Wenn ein Regler als digitaler Regler ausgelegt ist, handelt es sich immer um eine Abtastregelung, da ein Mikroprozessor die Eingangssignale nur zu diskreten Zeitpunkten abfragen kann. Sinnvollerweise werden für die Abtastzeit T_A äquidistante Intervalle verwendet. Diese Abtastzeit hat großen Einfluß auf das dynamische Verhalten des digitalen Reglers.

Eine weitere Zeitkonstante, die bei einem digitalen Regler auftritt, ist die Rechenzeit T_R des Regelalgorithmus, die Zeit also, die der Mikroprozessor vom Einlesen des Istwertes über den ADC bis zu dem Zeitpunkt benötigt, an dem die PWM-Einheit mit der neuen Pulsbreite arbeitet.

Zur Bestimmung der Totzeit T_t des Reglers wird zur Rechenzeit der statistische Mittelwert der Abtastzeit addiert:

$$T_t = T_R + \frac{T_A}{2} \quad (6-6)$$

Somit wird berücksichtigt, daß eine Störgröße in dem Zeitraum von unmittelbar nach bis unmittelbar vor der Abtastung durch den ADC auftreten kann. **Bild 6-**

13 zeigt die zeitlichen Zusammenhänge. Da der neue PWM-Wert erst beim Start einer neuen Periode der PWM von der PWM-Einheit übernommen wird, ist die kleinste wirksame Rechenzeit $T_R = T_{PWM}$, auch wenn der Regelalgorithmus schneller durchlaufen wird.

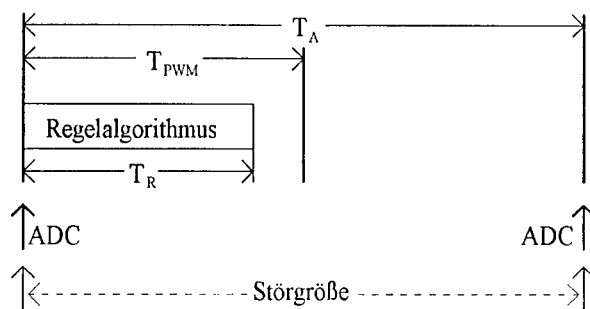


Bild 6-13: Zeitliche Abfolge bei der digitalen Regelung

In die Totzeit des Reglers fließt noch die Verzögerungszeit des Meßsensors mit ein. Sie ist jedoch meist sehr klein gegenüber der in Gl. (6-6) berechneten Totzeit und kann somit vernachlässigt werden.

6.2.3 Reglertopologie

Vergleichbar mit der hier benötigten Regelung ist die Ankerstromregelung eines Gleichstromantriebs. Man verwendet dort einen Regler mit PI-Charakteristik. Ein reiner P-Regler ist ungeeignet, da er eine Regelabweichung nicht zu Null kompensieren kann.

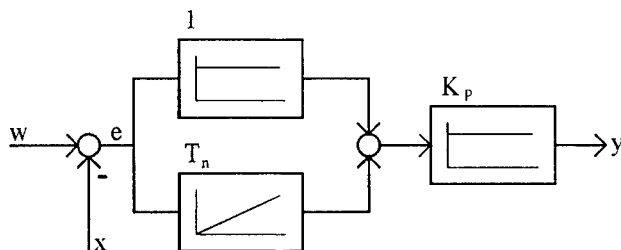


Bild 6-14: Struktur eines PI-Reglers

Bild 6-14 zeigt die Struktur eines PI-Reglers. Er setzt sich zusammen aus der Parallelschaltung eines P-Gliedes mit Verstärkung 1 und eines I-Gliedes mit der Nachstellzeit T_n . Nachgeschaltet ist ein weiteres P-Glied mit der Verstärkung K_p . Die Übertragungsfunktion dieser Anordnung lautet

$$G_R = K_p \cdot \left(\frac{1}{sT_n} + 1 \right) \quad (6-7)$$

Es ist allerdings aufwendig, die in **Bild 6-14** gezeigte Struktur zu programmieren. In **Bild 6-15** ist die Verstärkung des nachgeschalteten P-Gliedes mit in die Parallelschaltung übernommen.

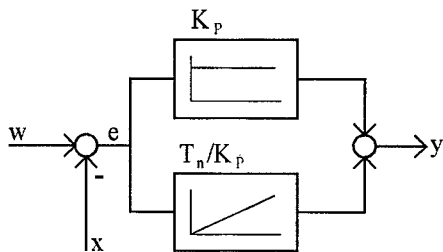


Bild 6-15: Programmtechnisch leichter realisierbarer PI-Regler

Das I-Glied weist jetzt die Nachstellzeit T_n/K_p auf. Der I-Anteil kann durch

$$K_I = K_p \cdot \frac{T_A}{T_n} \quad (6-8)$$

dargestellt werden, wobei die Abtastzeit T_A angibt, in welchen Zeitintervallen eine Integration erfolgt.

6.2.4 Programmtechnische Realisierung

Zur Realisierung dieses Reglers wird nach [Böt98] ausgehend vom Sollwert $w(k)$ und Istwert $x(k)$ die Regelabweichung

$$e(k) = w(k) - x(k) \quad (6-9)$$

zum Zeitpunkt

$$t_k = k \cdot T_A \quad (6-10)$$

bestimmt. Daraus kann nach dem Stellungs-Algorithmus der P-Anteil

$$y_P(k) = K_P \cdot e(k-1) \quad (6-11)$$

und der I-Anteil

$$y_I(k) = K_I \cdot \sum_{i=0}^{k-1} e(i) \quad (6-12)$$

getrennt berechnet und dann aufaddiert werden. Der Ausgangswert oder die Stellgröße ist dann

$$y(k) = y_P(k) + y_I(k) \quad (6-13)$$

Bei dieser Vorgehensweise müssen für die numerische Integration des I-Anteils alle Werte $e(i); i = 0, \dots, k-1$ gespeichert werden. Um den Aufwand zu reduzieren, wird für den eingesetzten Regler der Geschwindigkeits-Algorithmus verwendet. Er berechnet nur die Änderung $\Delta y(k)$, die zum vorherigen Wert $y(k-1)$ addiert werden muß, so daß

$$y(k) = y(k-1) + \Delta y(k) \quad (6-14)$$

ist. Aus den Ansätzen des Stellungs-Algorithmus erhält man mit $y(k) - y(k-1)$ die Anteile des Geschwindigkeits-Algorithmus zu

$$\Delta y_P(k) = K_P \cdot [e(k) - e(k-1)] \quad (6-15)$$

und

$$\Delta y_I(k) = K_I \cdot e(k-1) \quad (6-16)$$

Nach Zusammenfassung ergibt sich

$$y_P(k) = K_P \cdot e(k) \quad (6-17)$$

und

$$y_I(k) = y_I(k-1) + K_I \cdot e(k-1) \quad (6-18)$$

Die Stellgröße $y(k)$ errechnet sich wieder nach **Gl. (6-13)**. Auf diese Weise muß immer nur die Abweichung und der I-Anteil des vorherigen Durchlaufs gespeichert werden. Der Algorithmus kann so in kurzer Zeit berechnet werden.

6.3 Abstimmung des Reglers auf die GRM

Bei der Ankerstromregelung eines Gleichstromantriebs arbeitet der Regler mit einer weitgehend konstanten Regelstrecke, d. h., daß sich der ohmsche Widerstand und die Ankerinduktivität praktisch nicht ändern. Außerdem ist die induzierte Spannung einer Gleichstrommaschine nur von der Drehzahl abhängig.

6.3.1 Rotorpositionsabhängige Zeitkonstante

Bei der GRM ist die elektrische Zeitkonstante der einzelnen Phasenwicklungen stark von der Rotorposition γ und zusätzlich noch vom aktuellen Strangstrom i abhängig. Bei einer Gleichstrommaschine berechnet sich die Ankerzeitkonstante dagegen aus den nahezu konstanten Größen der Ankerinduktivität und des Wicklungswiderstandes zu

$$T_i = \frac{L}{R} \quad (6-19)$$

Der Begriff der Induktivität ist jedoch bei der GRM nicht brauchbar, wenn nicht nur der lineare Bereich in der ψ - i -Ebene berücksichtigt werden soll. Man kann aber unter Vernachlässigung des Wicklungswiderstandes die Stromänderungsgeschwindigkeit näherungsweise aus der Steigung einer Geraden durch den Ursprung und dem momentanen Arbeitspunkt in der ψ - i -Kennlinie bestimmen, wie in **Bild 6-16** gezeigt ist.

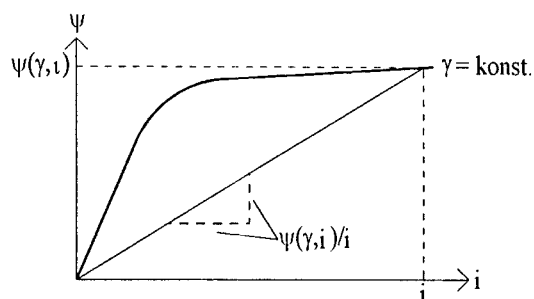


Bild 6-16: Bestimmung der Änderungsgeschwindigkeit des Strangstromes aus einer ψ - i -Kennlinie

So ergibt sich eine strom- und positionsabhängige Zeitkonstante

$$T_l(\gamma, i) = \frac{\psi(\gamma, i)}{i \cdot R} \quad (6-20)$$

Wenn der Regler immer mit den optimalen Parametern arbeiten soll, ist es notwendig, die Zeitkonstante als Kennfeld abzulegen und bei jedem Reglerzyklus neu zu bestimmen.

Versuche haben aber gezeigt, daß es nicht notwendig ist, die Zeitkonstante so exakt zu ermitteln. Es ist ausreichend, wenn T_l für die q-Stellung T_{lq} und die d-Stellung T_{ld} bestimmt wird, und zwar für den maximalen Strom, bei dem die GRM betrieben werden soll. Nach Gl. (6-20) ergibt sich so für

$$T_{ld} = \frac{\psi(\gamma_d, i_{\max})}{i_{\max} \cdot R}$$

und für

$$T_{lq} = \frac{\psi(\gamma_q, i_{\max})}{i_{\max} \cdot R}$$

Die Zwischenwerte für alle anderen Rotorpositionen können durch eine Gerade berechnet werden, die durch die beiden Punkte T_{1q} und T_{1d} läuft, wie in **Bild 6-17** gezeigt ist.

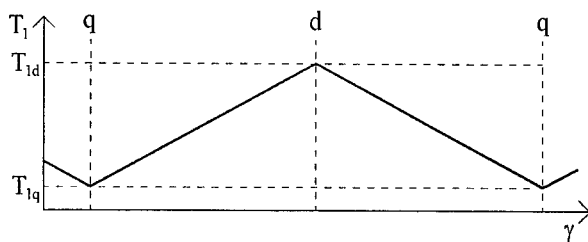


Bild 6-17: Verlauf der Zeitkonstanten T_1 zwischen q- und d-Stellung

Dieses Verfahren liefert deswegen recht gute Ergebnisse, weil der Regler nur beim Einschalten eines Stranges mit einem Sollwertsprung beaufschlagt wird. Das ist für den Motorbetrieb in der Nähe der q-Stellung und im Generatorbetrieb in der Nähe der d-Stellung der Fall. Für alle anderen Rotorpositionen muß der Strom nur auf den vorgegebenen Sollwert geregelt werden. Sprunghafte Änderungen treten in diesen Bereichen nicht mehr auf.

6.3.2 Bestimmung der Reglerparameter

Der Ankerstromregler einer Gleichstrommaschine wird üblicherweise nach dem Betragsoptimum (BO) eingestellt, um ein Überschwingen bei einem Sollwertsprung zu verhindern. Analog dazu ist es sinnvoll, den Strangstromregler einer GRM nach dem BO einzustellen.

Dazu wird die Nachstellzeit gleich der Zeitkonstante der Regelstrecke gesetzt

$$T_n(\gamma) = T_1(\gamma) \quad (6-21)$$

die ebenfalls die in **Kap. 6.3.1** hergeleitete Abhängigkeit von der Rotorposition aufweist. Der Verstärkungsfaktor des Reglers berechnet sich für das BO zu

$$K_P(\gamma) = \frac{T_I(\gamma)}{2 K_S \cdot T_\mu} \quad (6-22)$$

Dabei wird K_S durch **Gl. (6-2)** bestimmt und T_μ ist die Summe der kleinen Zeitkonstanten, also in diesem Fall

$$T_\mu = T_I \quad (6-23)$$

nach **Gl. (6-6)**, da keine weiteren kleinen Zeitkonstanten im Regelkreis enthalten sind.

Der I-Anteil des Reglers berechnet sich nach **Gl. (6-8)** zu

$$K_I(\gamma) = K_P(\gamma) \cdot \frac{T_A}{T_n(\gamma)} \quad (6-24)$$

Durch Einsetzen in **Gl. (6-22)** ergibt sich

$$K_I = \frac{T_A}{2 K_S \cdot T_\mu} \quad (6-25)$$

K_I ist somit unabhängig von der Rotorposition. Der Strangstromregler kann daher mit einem konstanten I-Anteil und einem P-Anteil, der adaptiv (abhängig von der Rotorposition) nachgeführt wird, realisiert werden. **Bild 6-18** zeigt diese Reglerstruktur.

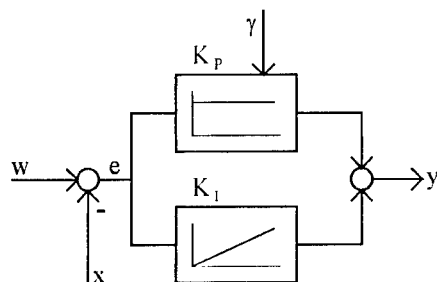


Bild 6-18: PI-Regler mit rotorpositionsabhängigem P-Anteil

6.3.3 Ausgleich der induzierten Strangspannung durch eine Vorsteuerung

Eine weitere Schwierigkeit bei der Strangstromregelung einer GRM liegt in der induzierten Strangspannung. Aus der Spannungsgleichung der GRM für einen Strang

$$u = i \cdot R + \frac{\partial \psi(\gamma, i)}{\partial t} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi(\gamma, i)}{\partial \gamma} \cdot \frac{d\gamma}{dt} \quad (6-26)$$

kann der rotatorische Anteil der Strangspannung

$$u_{rot}(\gamma, i) = \frac{\partial \psi(\gamma, i)}{\partial \gamma} \cdot \omega \quad (6-27)$$

mit $\omega = \frac{d\gamma}{dt}$ angegeben werden. Somit ergibt sich eine Abhängigkeit dieser Spannung von der Rotorposition γ , dem Strangstrom i und der Winkelgeschwindigkeit ω . Der Einfluß der Drehzahl kann durch eine einfache Multiplikation berücksichtigt werden.

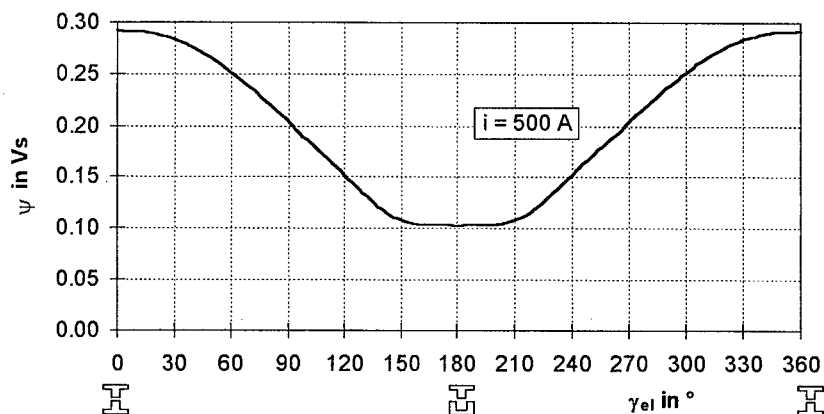


Bild 6-19: ψ - γ -Kennlinie für einen konstanten Strangstrom ($i = 500 \text{ A}$)

Bei Betrachtung der ψ - γ -Kennlinie für einen konstanten Strangstrom ($i = 500\text{ A}$), **Bild 6-19**, und deren partieller Ableitung nach dem Rotorwinkel, **Bild 6-20**, wird deutlich, daß die mit Gl. (6-27) berechnete induzierte Spannung im Bereich der q-Stellung 0 ist, dann langsam und ab einem bestimmten Winkel sehr steil ansteigt, um dann auf einem Plateau zu verweilen. Zur d-Stellung hin erfolgt erst ein sehr steiler Abfall, der dann wieder bis auf 0 ausläuft. Für den Bereich zwischen der d- und der q-Stellung ergibt sich ein Verlauf, der an 0 und der q-Stellung punktgespiegelt ist.

Diese großen, und vor allem schnellen Spannungsänderungen kann der eingesetzte Regler aufgrund seiner endlichen Abtastzeit nicht vollständig ausregeln. Mit zunehmender Drehzahl entstehen Abweichungen zwischen Soll- und Iststrom.

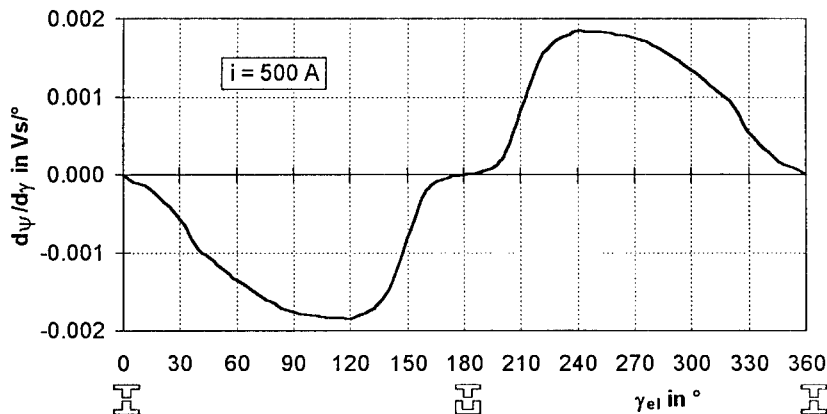


Bild 6-20: Partielle Ableitung der ψ - γ -Kennlinie nach γ für einen konstanten Strangstrom ($i = 500\text{ A}$)

Um zu verhindern, daß der Strangstrom im Bereich des hohen Spannungsanstieges einbricht und im Bereich des steilen Spannungsabfalls nach oben ausbricht, ist es notwendig, zusätzlich zum eingesetzten PI-Regler eine Vorsteuerung zu verwenden.

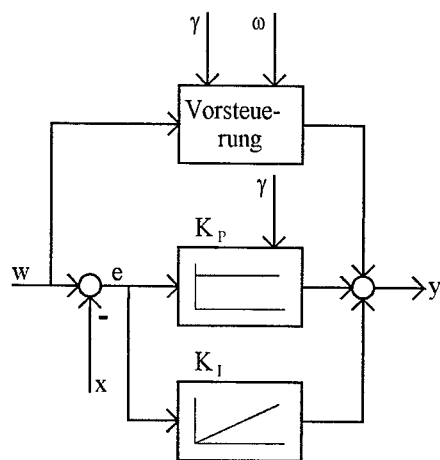
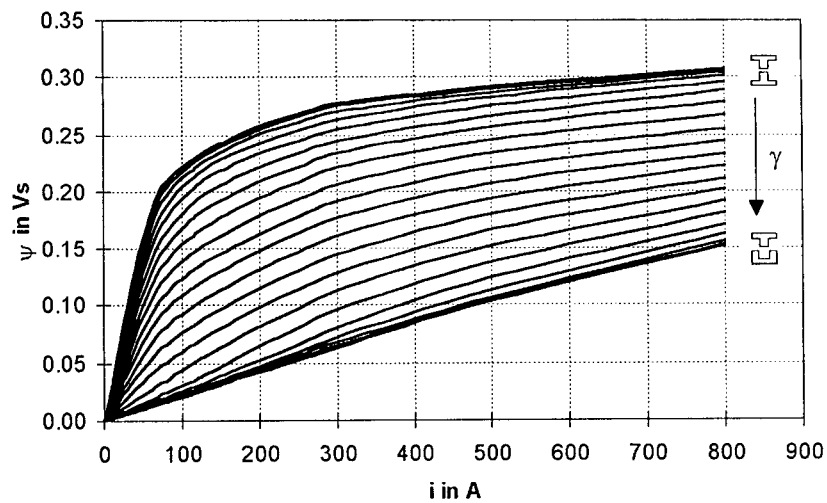
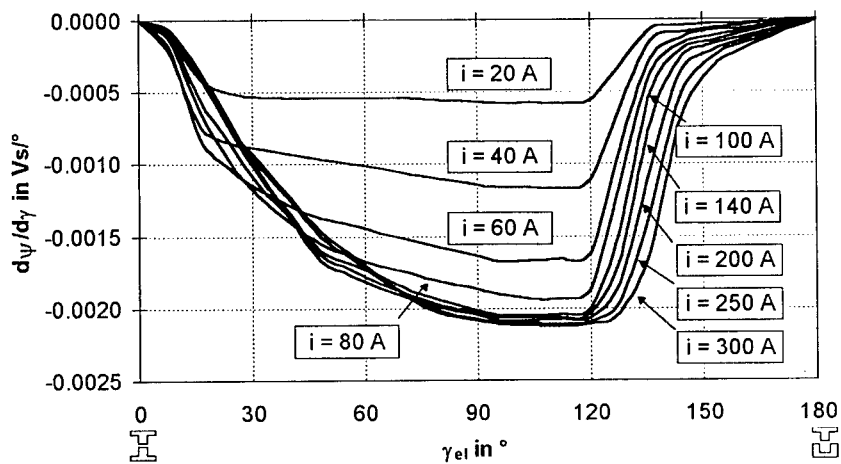


Bild 6-21: PI-Regler mit Vorsteuerung

Durch die Vorsteuerung wird zum Ausgangswert des Reglers ein Vorsteuerwert addiert, wie in **Bild 6-21** dargestellt. Dieser Vorsteuerwert entspricht dem aktuellen Wert der induzierten Spannung im Strang, d.h. er muß abhängig von γ , i und ω sein.

Wenn die Vorsteuerung den rotatorischen Spannungsanteil exakt abbilden soll, ist ein Kennfeld $\frac{\partial \psi}{\partial \gamma}(\gamma, i)$ notwendig. Abhängig vom aktuellen Strangstrom und der aktuellen Rotorposition muß der entsprechende Wert ausgelesen, mit der Drehzahl multipliziert und zum Ausgang des PI-Reglers addiert werden. Da jedoch die Vorsteuerung zusätzlich zum PI-Regler eingesetzt wird, ist es nicht erforderlich, die induzierte Spannung exakt zu berechnen, da der Regler kleinere Soll-Ist-Abweichungen gut ausregeln kann. Aus diesem Grund können für die Berechnung des Vorsteuerwertes einige Vereinfachungen getroffen werden.

Bild 6-22: ψ - i -Kennlinien der Testmaschine 2Bild 6-23: Partielle Ableitungen der ψ - γ -Kennlinie nach γ für unterschiedliche Strangströme

Betrachtet man die ψ - i -Kennlinien der Testmaschine 2 (**Bild 6-22**), so kann näherungsweise angenommen werden, daß im ungesättigten Bereich

($i < I_{Satt} = 80 \text{ A}$) die partielle Ableitung $\left. \frac{\partial \psi}{\partial \gamma} \right|_{i=\text{konst.}}$ für beliebige Winkel linear

mit dem Strangstrom zusammenhängt. Im Bereich der Sättigung können die ψ - i -Kennlinien als parallel verlaufende Geraden approximiert werden, was zur

Folge hat, daß die Verläufe der partiellen Ableitungen $\left. \frac{\partial \psi}{\partial \gamma} \right|_{i=\text{konst.}}$ für

$i \geq I_{Satt} = 80 \text{ A}$ deckungsgleich sind. In **Bild 6-23** sind die Verläufe für einige Strangströme der Testmaschine 2 zwischen $\gamma_{el} = 0^\circ$ und $\gamma_{el} = 180^\circ$ dargestellt.

Es ist sehr gut zu erkennen, daß die Verläufe im linearen Bereich ($i < 80 \text{ A}$) nahezu äquidistant sind und im Bereich der Sättigung ($i \geq 80 \text{ A}$) sehr dicht beieinander liegen. **Bild 6-24** zeigt die durch diese Vereinfachung angenäherten

ψ - i -Kennlinien. Damit kann das Kennfeld $\frac{\partial \psi}{\partial \gamma}(\gamma, i)$, das aus m Stromwerten

pro Kennlinie besteht, auf einen Verlauf $\left[\frac{\partial \psi}{I \cdot \partial \gamma} \right]_{\text{Mittel}} = f(\gamma)$ reduziert werden.

Hierzu werden für jede Rotorposition γ die entsprechenden Werte $\frac{\partial \psi}{\partial \gamma}(\gamma, i)$ in

Bezug zum dazugehörigen Strangstrom i gesetzt und aufaddiert. So ergibt sich

$$\left[\frac{\partial \psi}{I \cdot \partial \gamma} \right]_{\text{Mittel}} = \sum_{n=1}^{u-1} \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial \gamma} \right)_n \cdot \frac{1}{i_n} \right]_{\gamma=\text{konst}} + \sum_{n=u}^m \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial \gamma} \right)_n \cdot \frac{1}{I_{Satt}} \right]_{\gamma=\text{konst}} \quad (6-28)$$

aus einem Anteil $\sum_{n=1}^{u-1} \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial \gamma} \right)_n \cdot \frac{1}{i_n} \right]_{\gamma=\text{Konst}}$, der den linearen Bereich beschreibt,

und einem Anteil $\sum_{n=u}^m \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial \gamma} \right)_n \cdot \frac{1}{I_{Satt}} \right]_{\gamma=\text{Konst}}$, der den gesättigten Bereich kenn-

zeichnet. Der erste Summand berücksichtigt die Abhängigkeit von den Strömen i_1 bis i_{u-1} , wobei der größte Wert $i_u = I_{Satt}$ ist. Im zweiten Summanden, der sich über die Ströme i_u bis i_m erstreckt, wird nur noch der Sättigungsstrom I_{Satt} verwendet, weil keine Änderung bei der Ableitung des Flusses nach der Rotorposition mehr auftritt.

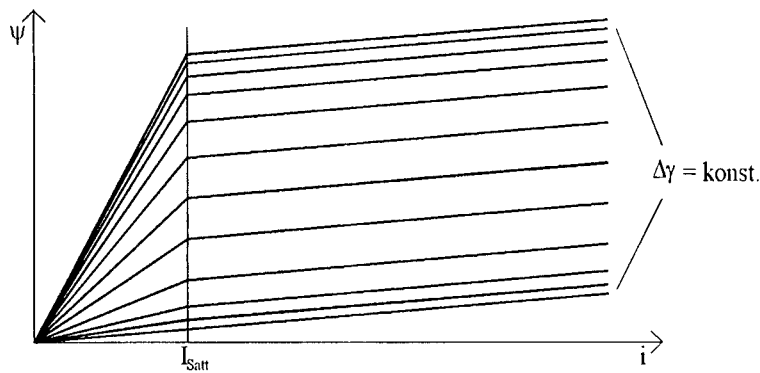


Bild 6-24: Genäherte ψ - i -Kennlinien einer GRM

Die induzierte Spannung berechnet sich dann im linearen Bereich für Ströme unterhalb des Sättigungsstromes I_{Satt} zu

$$u_{rot}(\gamma, i) = \left[\frac{\partial \psi}{I \cdot \partial \gamma} \right]_{Mittel} \cdot i \cdot \omega \quad (6-29)$$

und für Ströme oberhalb I_{Satt} im gesättigten Bereich zu

$$u_{rot}(\gamma, i) = \left[\frac{\partial \psi}{I \cdot \partial \gamma} \right]_{Mittel} \cdot I_{Satt} \cdot \omega \quad (6-30)$$

Zur Bestimmung des Verlaufes von $\left[\frac{\partial \psi}{I \cdot \partial \gamma} \right]_{Mittel}$ werden für alle im $\psi(\gamma, i)$ -Datensatz enthaltenen Strangstromwerte die $\frac{\partial \psi}{\partial \gamma}(\gamma)$ -Verläufe gebildet, durch den auf I_{Satt} begrenzten Strangstrom dividiert und gemittelt. Der resultierende Verlauf wird für die Berechnung der induzierten Spannung herangezogen.

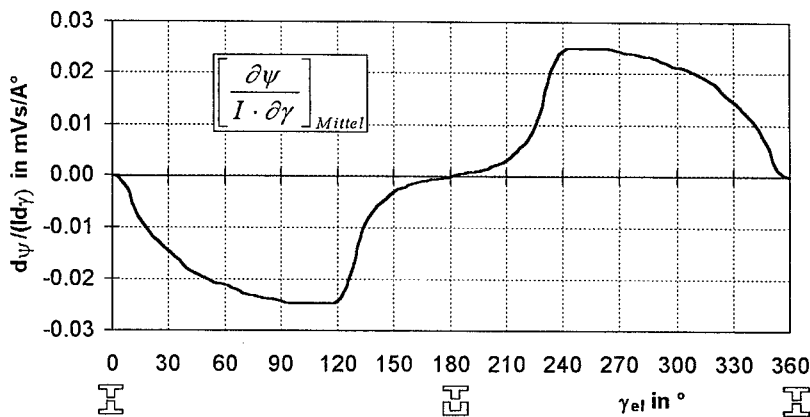


Bild 6-25: Verlauf von $\left[\frac{\partial \psi}{I \cdot \partial \gamma} \right]_{\text{Mittel}} = f(\gamma)$ für die Testmaschine 2

Durch diese Vereinfachung genügen der Verlauf von $\left[\frac{\partial \psi}{I \cdot \partial \gamma} \right]_{\text{Mittel}}$, der Rotorwinkel γ , der Strangstrom i und die Drehzahl n zur Bestimmung der Vorsteuerung. Der Verlauf von $\left[\frac{\partial \psi}{I \cdot \partial \gamma} \right]_{\text{Mittel}}$ kann in einer eindimensionalen Tabelle abgelegt werden. Der Wert für des Sättigungsstromes I_{Satt} wird am zweckmäßigsten in den Bereich der stärksten Krümmung der ψ - i -Kennlinie für die d-Stellung gesetzt. Bild 6-25 zeigt den Verlauf von $\left[\frac{\partial \psi}{I \cdot \partial \gamma} \right]_{\text{Mittel}}$ für die Testmaschine 2.

6.3.4 Verbesserung des Einschaltverhaltens durch einen PWM-Startwert

Bei der Realisierung der beschriebenen Regelung mit einem Mikrocontroller ist eine zeitliche Abfolge sinnvoll, die alle Strangstromregler und PWM-Einheiten mit einer gemeinsamen Zeitbasis synchron abarbeitet. Das Ein- und Ausschalten der einzelnen Stränge muß jedoch in Abhängigkeit von der aktuellen Rotorposition und dem Ein- bzw. Ausschaltwinkel erfolgen. Durch die variable

Drehzahl der GRM ist dieses Schalten der Stränge asynchron zum Takt der Stromregler. Dadurch kann es vorkommen, daß beim Erreichen des Einschaltwinkels der Reglerzyklus gerade abgearbeitet wurde und somit erst nach der nächsten Abtastzeit T_A wieder ein neuer PWM-Wert berechnet wird. Für diese Zeit würde eine Pulsbreite von 0% ausgegeben, was einer Spannung von 0 V entspricht. Dadurch verzögert sich das tatsächliche Einschalten des Stranges. Gerade bei höheren Drehzahlen entstehen so erhebliche Winkelfehler, wodurch eine exakte Drehmomentsteuerung nicht mehr gewährleistet ist.

Abhilfe schafft in diesem Fall ein gezielt an den momentanen Betriebspunkt des Antriebs angepaßter Startwert, der schon bei Erreichen des Ausschaltwinkels in das PWM-Register eingetragen wird. Der PWM-Ausgang des Mikrocontrollers muß dann inaktiv geschaltet werden, so daß sich die eingestellte Pulsbreite noch nicht auswirkt. Im realisierten Antrieb wird dies durch einen programmierbaren Logikbaustein (PLD) gewährleistet. Dieser führt dann praktisch die beiden asynchronen Vorgänge (Abtasttakt des Reglers und Ein- bzw. Ausschalten der Stränge) zusammen.

Ein anderer Vorteil dieses Startwertes für die PWM ist, daß die Reaktionszeit des Reglers beim Einschalten eines Stranges minimiert wird. Die Anregelzeit eines nach dem BO eingestellten Reglers ohne Vorsteuerung und Startwert beträgt

$$t_{an} = 4,7 \cdot T_\mu \quad (6-31)$$

Auch diese Zeit wirkt sich mit steigender Drehzahl stärker aus.

Ein weiterer Grund, der für die Verwendung eines PWM-Startwertes spricht, ist der Übergang vom gepulsten Betrieb der GRM in den Blockbetrieb. Im gepulsten Betrieb muß der Regler als begrenzendes Element des Strangstromes eingreifen. Im Blockbetrieb jedoch muß der Reglerausgang ab dem Einschaltwinkel zu 100% angesteuert sein, um die volle Gleichspannung für den Strang zur Verfügung zu stellen. Nur so kann die GRM optimal ausgenutzt werden. Dieser Übergang geschieht nicht schlagartig, sondern ist abhängig von der Drehzahl und dem Stromsollwert.

Es ist daher sinnvoll, keinen konstanten Startwert für die PWM zu verwenden, sondern eine Abhängigkeit von der Drehzahl und vom Stromsollwert herzu-

stellen. Die einfachste Möglichkeit hierfür, die sich auch in der Praxis bewährt hat, lautet

$$PWM_{Start} = \left(\frac{n}{n_{max}} + \frac{i_w}{I_{max}} \right) \cdot PWM_{100\%} \quad (6-32)$$

Dabei ist n_{max} die Maximaldrehzahl und I_{max} der Maximalstrom des Antriebs. i_w ist der eingestellte Sollstrom und $PWM_{100\%}$ der PWM-Wert für Vollaussteuerung. Das Ergebnis von Gl. (6-32) muß noch auf den Wert $PWM_{100\%}$ begrenzt werden.

6.3.5 Erweiterung des Regelbereiches für Generatorbetrieb

Bei Verwendung einer herkömmlichen PWM-Einheit, wie sie in Mikrocontrollern implementiert ist, können nur zwei Schaltzustände des Stromrichters realisiert werden. Wenn mit der gleichzeitigen Taktung gearbeitet wird, wie in Kap. 6.1.1 beschrieben, kann zwar der komplette Betriebsbereich der GRM abgedeckt werden, allerdings erhöhen sich die Schaltverluste drastisch. Bei Einsatz der alternierenden Taktung ist wiederum eine Umschaltlogik mit allen in Kap. 6.1.1 beschriebenen Problemen notwendig, die zwischen Motor- und Generatorbetrieb auswählt.

Eine andere, neue Lösungsmöglichkeit, die Auswahl der Betriebsart zu steuern, besteht darin, den Stellbereich des Stromreglers so zu erweitern, daß der Reglerausgang Werte zwischen -100% und $+100\%$ annehmen kann, anstatt 0% bis $+100\%$ [Gre99]. Ein negativer Reglerausgang (Sollwertüberschreitung) bewirkt über eine Logik, daß die PWM zwischen den beiden Schaltzuständen „Aus“ und „Kurzschluß“ nach Bild 6-2 hin und her schaltet, um den Strangstrom zu verringern (Mode „0“ = Strom abbauen). Bei positivem Reglerausgang, wenn der Stromsollwert unterschritten wird, bewirkt die Steuerlogik, daß die PWM zwischen „Ein“ und „Kurzschluß“ hin und her schaltet, um den Strangstrom zu erhöhen (Mode „1“ = Strom aufbauen). Bild 6-26 zeigt die Struktur dieser erweiterten PWM.

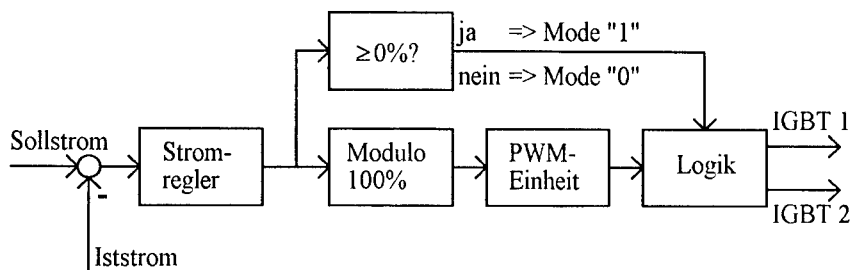


Bild 6-26: Struktur der erweiterten PWM

Der Bereich -100% bis 0 wird in einen PWM-Wert von 0 bis $+100\%$ und der Bereich zwischen 0 und $+100\%$ ebenfalls in einen PWM-Wert zwischen 0 und $+100\%$ umgerechnet, wie in **Bild 6-27** dargestellt.

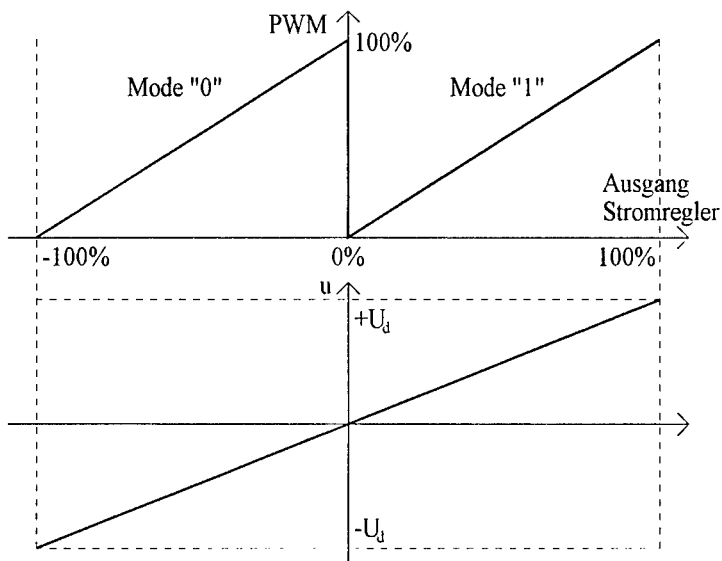


Bild 6-27: Zuordnung von Reglerausgang, PWM und Strangspannung

Das entspricht im Mode „0“ (Strom abbauen) einer Strangspannung von $-U_d$ bis 0 und im Mode „1“ (Strom aufbauen) einer Strangspannung von 0 bis $+U_d$. Auf diese Weise steuert der Stromregler selbständig den Modus und es

entsteht keine Unstetigkeitsstelle zwischen den beiden Betriebsarten „Strom aufbauen“ und „Strom abbauen“, sondern vielmehr ein linear einstellbarer Spannungsbereich von $-U_d$ über 0 bis $+U_d$.

Bild 6-28 zeigt schematisch die Signale PWM, IGBT1, IGBT2 und Mode sowie den Strangstrom und die Strangspannung für beide Modes (Strom aufbauen und abbauen) im Motorbetrieb. Zusätzlich ist hier zu erkennen, daß zwischen den beiden gleichwertigen Schaltzuständen „Kurzschluß“ abgewechselt wird. Auf diese Weise ergibt sich eine gleichmäßige Verteilung der Verluste im Umrichter und jeder Schalter muß nur die halbe PWM-Frequenz als Schaltfrequenz verarbeiten.

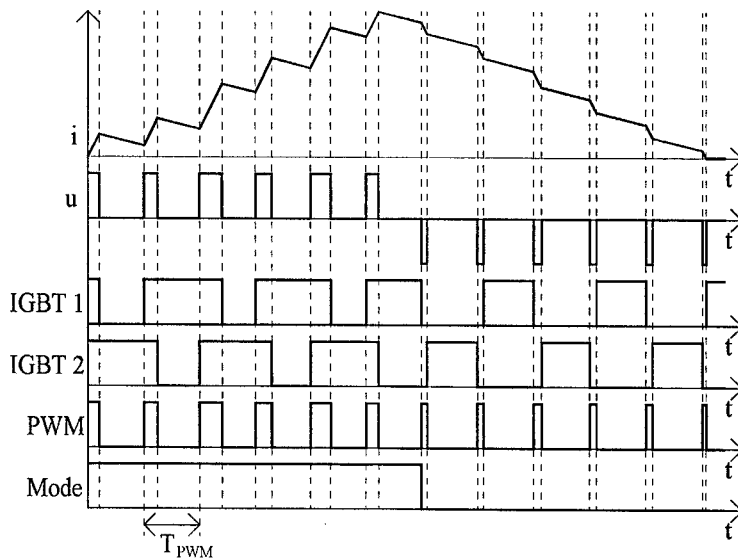


Bild 6-28: Schematische Signalverläufe des Stromreglers für Motorbetrieb

In **Bild 6-29** sind die Signale schematisch für einen Betriebspunkt im Generatorbetrieb dargestellt.

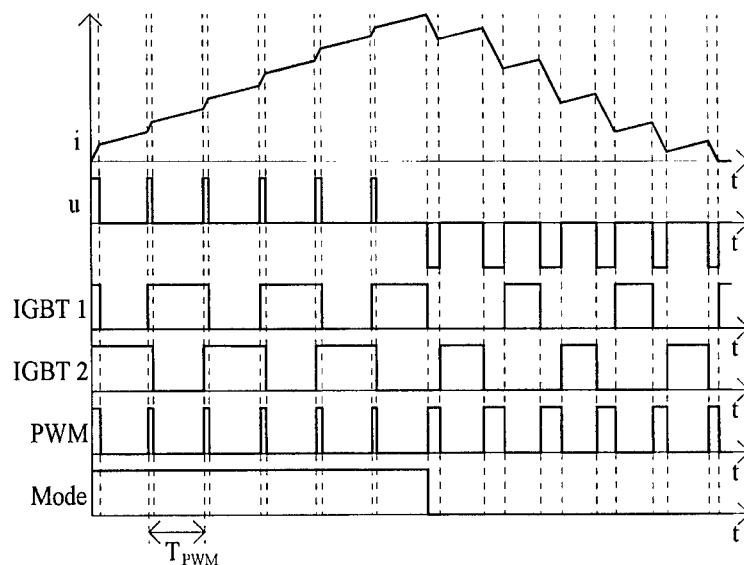


Bild 6-29: Schematische Signalverläufe des Stromreglers für Generatorbetrieb

Ein weiterer Vorteil dieser Erweiterung des Stromreglers ist, daß die „Stellkraft“ (Spannung) für den Stromabbau von 0 auf $-U_d$ erweitert wird. Es ist dadurch möglich, bei niedrigen Drehzahlen den Strangstrom zu formen, wodurch das Geräuschverhalten und die Drehmomentwelligkeit einer GRM beeinflußt werden können. Hierauf wird in **Kapitel 7** genauer eingegangen.

6.4 Vor- und Nachteile der Reglertopologien

Mit beiden beschriebenen Verfahren ist es möglich, den Strangstrom einer GRM im gepulsten Betrieb zu regeln. Jedoch hat jedes Verfahren Vor- und Nachteile.

Beim Hystereseregler ist die Schaltfrequenz nicht konstant, da sie von der Änderungsgeschwindigkeit des Strangstromes abhängt. Der Regler muß so abgestimmt werden, daß eine maximale Schaltfrequenz nicht überschritten wird. Dadurch entstehen aber auch Frequenzen, die für das menschliche Ohr gut wahrnehmbar sind und sich somit störend auswirken. Das beschriebene lineare

Regelverfahren mit PWM arbeitet mit einer konstanten Schaltfrequenz. Diese kann in einen Bereich gelegt werden, der nicht mehr als störend empfunden wird. Durch die konstante Schaltfrequenz können schalldämpfende Maßnahmen exakt auf diese Frequenz abgestimmt werden.

Es ist nicht möglich, einen echten Hystereseregler mit Software zu realisieren, höchstens als zeitdiskreten Hystereseregler. Ein solcher Regler muß in Hardware aufgebaut werden, was ihn unflexibel und teuer werden läßt. Ein linearer Regelalgorithmus kann programmiert und so mit einem Mikrocontroller realisiert werden. Er ist dadurch flexibel gegenüber Änderungen der Parameter oder des gesamten Algorithmus. Wenn ein Controller zum Einsatz kommt, der bereits über eine PWM-Einheit verfügt, wird der Hardwareaufwand minimal. Allerdings muß ein Prozessor eingesetzt werden, der eine hohe Rechenleistung aufweist, da der Regelalgorithmus in kurzen Zeitintervallen (ca. $100\ \mu\text{s}$) gerechnet werden muß, um ein gutes Regelverhalten zu erzielen. Es sind jedoch schon heute Mikrocontroller verfügbar, die über eine ausreichende Geschwindigkeit verfügen und die mögliche Rechenleistung wird in den nächsten Jahren sicher noch ansteigen.

Der Nachteil eines linearen Reglers ist, daß er sehr empfindlich auf falsche Parameter reagieren kann. Durch Reglerschwingungen kann der maximale Strom des Umrichters überschritten werden. Auch durch Programmfehler kann es zur Überlastung des Umrichters kommen. Ein Hystereseregler hingegen ist in dieser Hinsicht robuster gegenüber falschen Vorgaben oder Programmierfehlern.

Im folgenden Teil der Arbeit wird bei der Berechnung von Stromverläufen ein linearer Regler, wie er in **Kap. 6.3** erläutert wurde, zugrunde gelegt.

7 Beeinflussung der Stromform

Zur Steuerung einer GRM werden im Wesentlichen drei Steuergrößen benötigt: Der Einschaltwinkel γ_A , der Kommutierungswinkel γ_K und der Stromsollwert i_w . Bei hohen Drehzahlen, wenn die Maschine im Blockbetrieb arbeitet, reduzieren sich die Steuergrößen auf γ_A und γ_K . Hier reicht die verfügbare Spannung nicht mehr aus, um den Strangstrom auf den Sollwert zu regeln. Bei sehr niedrigen Drehzahlen hingegen ergibt sich eine große Spannungsreserve, da die induzierte Spannung sehr klein gegenüber der Gleichspannung U_d ist. Diese Spannungsreserve kann dazu genutzt werden, eine optimierte Stromform einzuprägen. In **Bild 7-1** ist der für Stromformoptimierung nutzbare Bereich ganz links schematisch eingezeichnet.

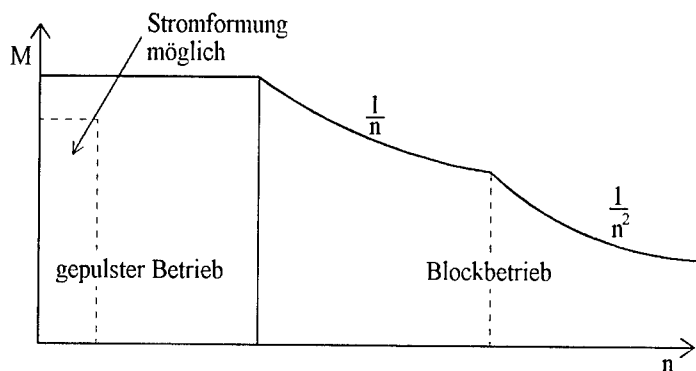


Bild 7-1: Betriebsarten der GRM in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene

Dabei ist der Übergang hier als fließend anzusehen. Mit zunehmender Drehzahl steigt auch die induzierte Spannung der GRM an und verringert dadurch die Spannungsreserve. Zu sehr hohen Momenten hin wird die Einflußnahme auf die Stromform durch den Maximalstrom des eingesetzten Stromrichters begrenzt. Als Optimierungskriterien bieten sich das Geräuschverhalten und der Drehmomentverlauf an.

7.1 Beeinflussung des Geräuschverhaltens

Ein Nachteil der GRM ist ihr Geräuschverhalten. In der Literatur werden als Hauptursache für diese Schallemissionen die starken Anziehungskräfte zwi-

schen den Stator- und Rotorzähnen angeführt [Bla94, Cam89]. Sie bewirken insbesondere beim Statorjoch ausgeprägte Biegeschwingungen, die im Wesentlichen auf zwei Verformungsmechanismen zurück zu führen sind.

Der erste Mechanismus tritt bei beginnender Zahnüberlappung eines Zahnpaars, bestehend aus einem Rotor- und einem Statorzahn, auf. In diesem Fall wirkt die tangential Anziehungskraft zunächst auf die Zähne. Beide Zähne verkanten sich und verformen so das angrenzende Joch [Bes94]. In **Bild 7-2 a)** ist diese Verformung schematisch dargestellt.

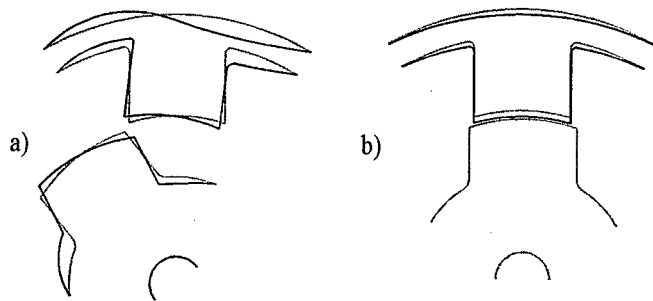


Bild 7-2: Verformungsmechanismen der GRM durch magnetische Anziehungskräfte

a) Tangential

b) Radial

Der zweite und stärkere Verformungsmechanismus hat seine Ursache in den auf den Stator wirkenden Radialkräften. In **Bild 7-2 b)** ist diese Art der Verformung schematisch dargestellt. Diese Radialkräfte führen zu Radialschwingungen des Blechpakets mit unterschiedlichen Ordnungszahlen, wie in **Bild 7-3** gezeigt ist [Col96, Vog96, Cam89]. Insbesondere bei Anregung in der Eigenfrequenz des Blechpakets kommt es zu erheblicher Schallemission.

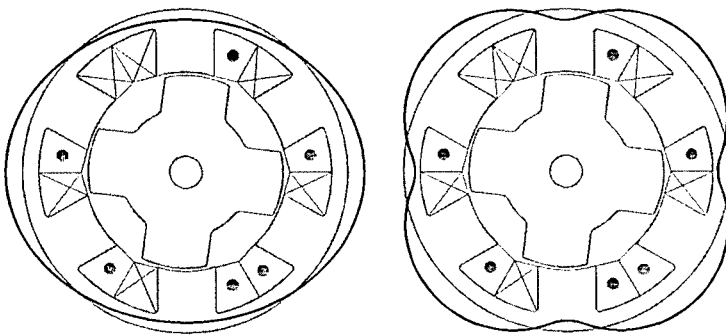


Bild 7-3: Radialschwingungen des Statorjochs bei zwei verschiedenen Eigenfrequenzen

Durch Messungen mit Beschleunigungsaufnehmern an verschiedenen Stellen des Umfangs konnte festgestellt werden, daß die stärkste Schwingungsanregung bei Erreichen des Kommutierungswinkels γ_K auftritt [Wu93, Col96]. Auch Ansätze zur Berechnung der Schwingungsanregung mit Hilfe von FEM-Verfahren [Lon98] zeigen diesen Zusammenhang. In [Wu95] wird eine Schaltstrategie vorgeschlagen, welche beim Abkommutieren eines Stranges nicht direkt beide Schalter öffnet, sondern für eine halbe Resonanzperiode nur einen Schalter öffnet, während der zweite noch geschlossen bleibt. Durch diese Maßnahme konnte eine Reduzierung der radialen Beschleunigung des Blechpakets und des Geräuschpegels erreicht werden.

Eine andere Möglichkeit, das schlagartige Abschalten eines Stranges sanfter zu gestalten besteht darin, den Stromsollwert vor Erreichen des Kommutierungswinkels abzusenken. Dadurch wird die zugehörige Radialkraftkomponente nicht plötzlich weggenommen, sondern langsam abgebaut. **Bild 7-4** zeigt zwei Strangstromverläufe für Testmaschine 2 bei sehr niedriger Drehzahl ($n = 100 \text{ min}^{-1}$). Verlauf 1 stellt den üblichen Rechteckblock dar, bei Verlauf 2 wird eine Reduzierung des Strangstromes vor Erreichen von γ_K vorgenommen.

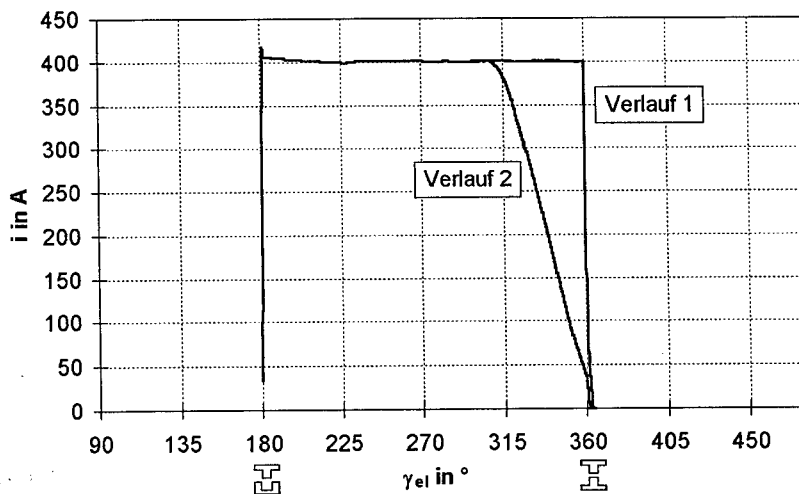


Bild 7-4: Strangstromverläufe mit und ohne Reduzierung vor der Kommutierung

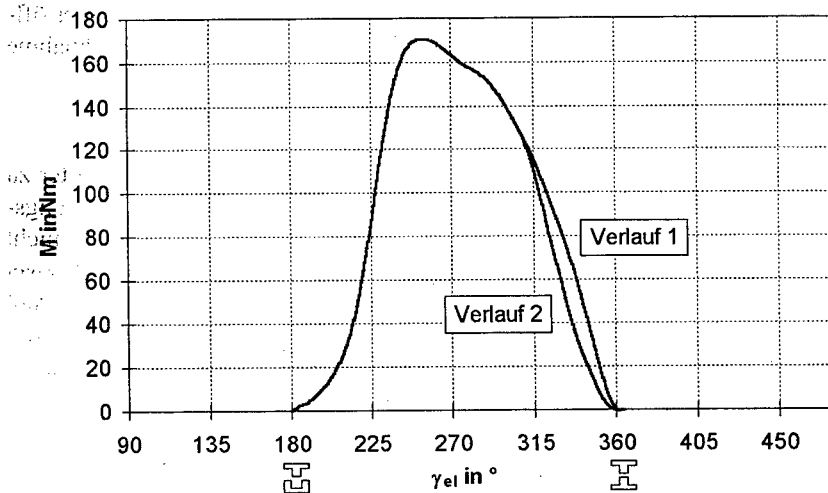


Bild 7-5: Strangmomentenverläufe mit und ohne Stromreduzierung vor der Kommutierung

Durch die Veränderung der Stromform wird auch der Verlauf des inneren Strangmomentes M beeinflusst. **Bild 7-5** zeigt die zu **Bild 7-4** gehörigen Drehmomentverläufe.

Der Mittelwert des inneren Momentes M_{avrGes} der Maschine reduziert sich von $M_{avrGes} = 145,4 \text{ Nm}$ (Rechteckstrom) um $6,2 \text{ Nm}$ auf $M_{avrGes} = 139,2 \text{ Nm}$ (Reduzierung vor γ_K). Dieser Verlust kann jedoch durch eine Erhöhung des Stromsollwertes kompensiert werden, wenn der Maximalstrom des Umrichters noch nicht erreicht ist.

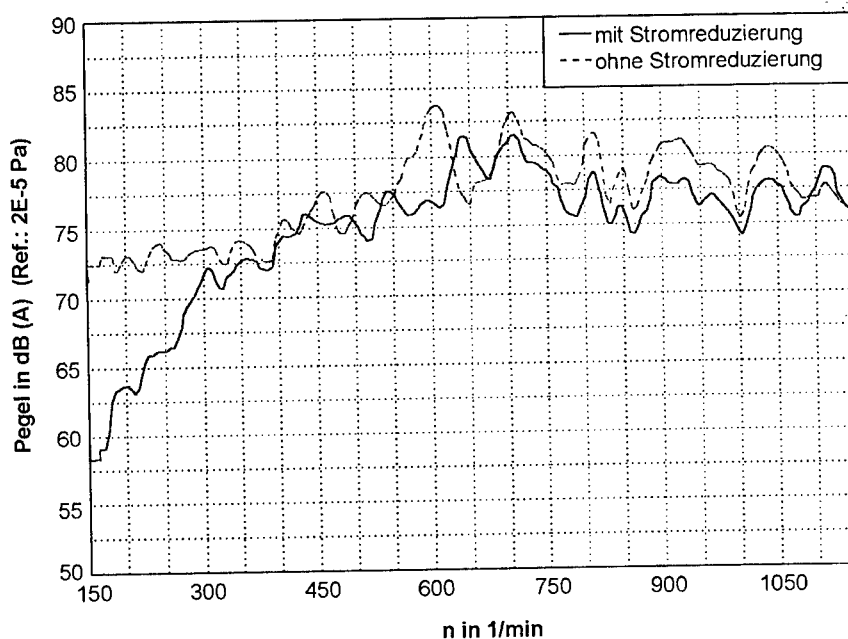


Bild 7-6: An Testmaschine 1 gemessene Schallpegel mit und ohne Stromreduzierung vor γ_K

Durch diese Maßnahme konnte im niedrigen Drehzahlbereich bis etwa 700 min^{-1} eine deutliche Absenkung des Schallpegels erzielt werden, wie in **Bild 7-6** verdeutlicht wird. Darüber hinaus veränderte sich das subjektiv wahrgenommene Geräusch der beiden Testmaschinen von einem „Nageln“ (vergleichbar mit einem kalten Dieselmotor) in ein wesentlich angenehmeres

„Brummen“. Bei höheren Drehzahlen kann durch dieses Verfahren keine Verbesserung des Geräuschverhaltens mehr erzielt werden, da hier die Gleichspannung im Vergleich zur induzierten Strangspannung nicht mehr groß genug ist, um die geforderte Stromform einzuprägen. Weitere Maßnahmen zur Absenkung des Schallpegels müssen über Eingriffe in die Geometrie erfolgen. Verbesserungen sind beispielsweise durch ein dickeres Joch zu erreichen, jedoch steigt dadurch das Gewicht des Antriebs. In [Col96] werden gerundete Übergänge zwischen Zahn- und Jochbereichen, sowie trapezförmige Zähne vorgeschlagen, um die Steifigkeit zu erhöhen.

7.2 Beeinflussung des Drehmomentverlaufs

Durch die Einprägung einer optimierten Stromform, wie auch in [Ste92] für eine viersträngige und in [Lov97] für eine dreisträngige GRM beschrieben, bietet sich weiterhin die Möglichkeit, die Drehmomentwelligkeit zu verringern. Auch hier kann nur bei niedrigen Drehzahlen Einfluß genommen werden. Bei hohen Drehzahlen haben die erzeugten Pendelmomente aufgrund der Drehmasse des Rotors nur noch einen geringen Einfluß auf die Drehzahlwelligkeit. Als Maß für die Drehmomentwelligkeit kann nach [Rei98] folgender Ausdruck herangezogen werden:

$$k_{ripp} = \left| \frac{M_{\max} - M_{\min}}{M_{avrGes}} \right| \quad (7-1)$$

wobei M_{\max} der Maximalwert des Drehmomentverlaufs aller Stränge der GRM ist und M_{\min} der Minimalwert. Alle im Folgenden gezeigten Drehmomentverläufe sind berechnet. Eine meßtechnische Erfassung ist nur sehr schwer möglich, da hier die Eigenschaften des kompletten Versuchsaufbaus die Meßergebnisse beeinflussen.

Um eine optimale Stromform für ein geglättetes Drehmoment zu bestimmen, ist es zunächst sinnvoll, die in **Bild 7-7** gezeigten Verläufe der statischen Drehmomente M_{sta} in einer anderen Form darzustellen. **Bild 7-8** zeigt für einige Drehmomente den Verlauf des Strangstromes über der Rotorposition, der ein konstantes Drehmoment hervorruft. Dazu wird das $M(\gamma, I)$ -Datenfeld der statischen Momente durch lineare Interpolation in ein $I(\gamma, M)$ -Datenfeld umgerechnet.

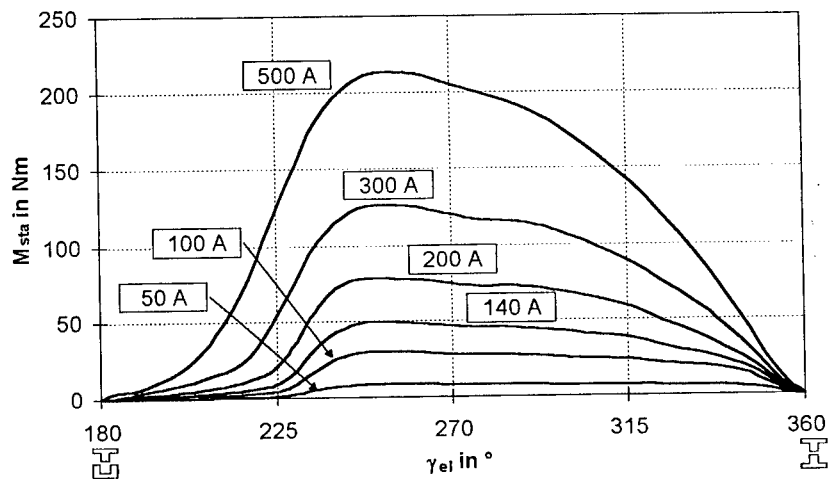


Bild 7-7: Verlauf der statischen Drehmomente eines Stranges für verschiedene Strangströme (Testmaschine 2)

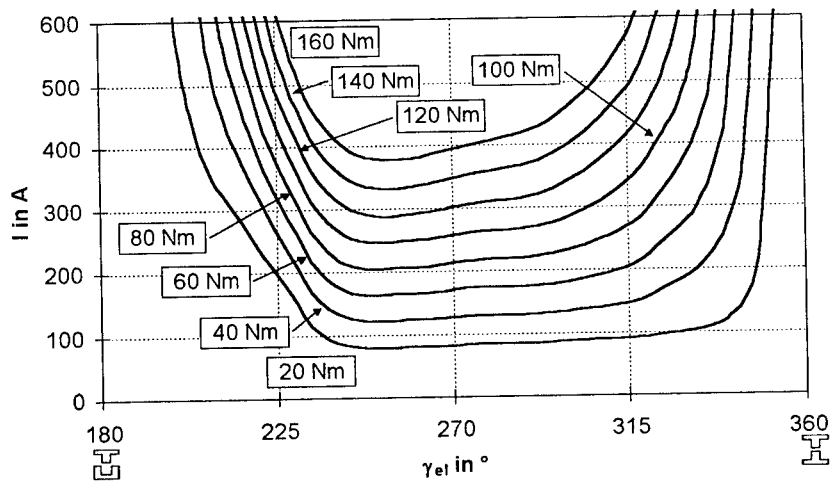


Bild 7-8: Strangstromverläufe für die Erzeugung eines konstanten Drehmomentes (Testmaschine 2)

Es ist deutlich zu erkennen, daß jeweils zur d- und zur q-Stellung hin der Strangstrom, der zur Erzeugung eines konstanten Drehmomentes erforderlich ist, stark ansteigt. In der d- bzw. q-Stellung kann auch mit unendlich hohem Strangstrom kein Drehmoment mehr erzeugt werden. Das innere Moment der GRM setzt sich aber aus den Strangmomenten aller m Stränge zusammen und diese überlappen sich, so daß im Bereich der d- bzw. q-Stellung eines Stranges ein zweiter die Drehmomentbildung übernehmen kann. In **Bild 7-9** sind die positiven Anteile der statischen Momente aller drei Stränge von Testmaschine 2 für einen Strangstrom von $i = 200 \text{ A}$ dargestellt.

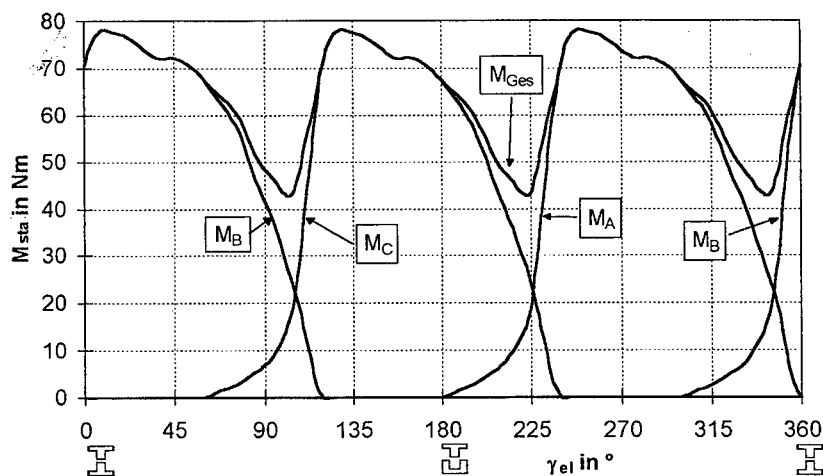


Bild 7-9: Verlauf der statischen Momente aller Stränge der GRM für einen Strangstrom von 200 A

Das entspricht einem Betrieb der GRM mit exakt rechteckförmigen Strangströmen und $\gamma_A = 180^\circ$ sowie $\gamma_K = 360^\circ$. Die Welligkeit des Gesamtmomentes ergibt sich nach Gl. (7-1) zu

$$k_{ripp} = 54,4\%$$

Das mittlere Gesamtmoment beträgt

$$M_{avrGes} = 64,6 \text{ Nm}$$

Die Überlappung der einzelnen Strangmomente ist gut zu erkennen. Um jedoch einen glatten Verlauf des Gesamtmomentes M_{Ges} zu erreichen, müssen im Bereich der jeweiligen d- und q-Stellungen die Strangmomente angehoben werden. In **Bild 7-10** sind schematisch die Verläufe der drei Strangmomente gezeigt, die einen glatten Verlauf des Gesamtmomentes ergeben würden. Dies wird durch einen trapezförmigen Drehmomentverlauf erreicht.

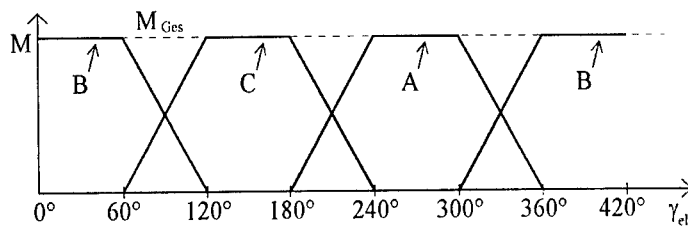


Bild 7-10: Schematischer Verlauf der Strangmomente für ein glattes Gesamtmoment M_{Ges}

Dieser benötigte Drehmomentverlauf kann in drei Teilbereiche zerlegt werden. Der erste Bereich (in Bezug auf Strang A) bildet ein zwischen $\gamma_{el} = 180^\circ$ und $\gamma_{el} = 240^\circ$ von $M = 0 \text{ Nm}$ auf $M = M_{avrGes}$ linear ansteigendes Strangmoment, der zweite Bereich zwischen $\gamma_{el} = 240^\circ$ und $\gamma_{el} = 300^\circ$ liefert ein konstantes Strangmoment von $M = M_{avrGes}$ und der dritte Bereich zwischen $\gamma_{el} = 300^\circ$ und $\gamma_{el} = 360^\circ$ bildet ein von $M = M_{avrGes}$ auf $M = 0 \text{ Nm}$ linear abfallendes Strangmoment. Aus dem in **Bild 7-8** grafisch dargestellten $I(\gamma, M)$ -Datenfeld kann durch lineare Interpolation der Strangstromverlauf berechnet werden, der den trapezförmigen Verlauf des Strangmomentes bewirkt. **Bild 7-11** zeigt die Verläufe der drei Strangströme, die auf diese Weise für ein mittleres Gesamtmoment von $M_{avrGes} = 64,6 \text{ Nm}$ (vgl. **Bild 7-9**) berechnet wurden. Es ist zu erkennen, daß selbst bei dem relativ niedrigen Drehmoment ($M_{Nenn} = 110 \text{ Nm}$) Ströme erforderlich sind, die der Stromrichter nicht liefern kann ($I_{max} = 600 \text{ A}$). Durch derartig hohe Stromspitzen würden auch die Stromwärmeverluste stark zunehmen. Mit diesem einfachen Ansatz ist es demnach sehr schwierig, ein gleichförmiges Gesamtmoment zu erzielen.

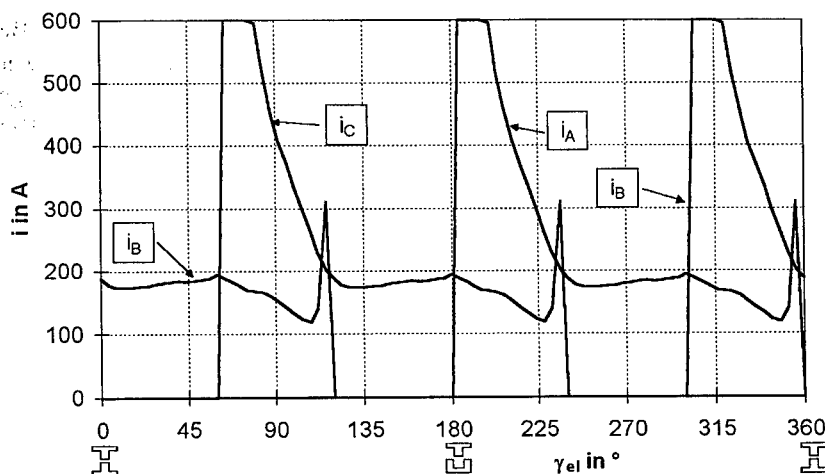


Bild 7-11: Strangstromverlauf für trapezförmigen Verlauf des Strangdrehmomentes

Bei genauerer Betrachtung der statischen Drehmomentverläufe in **Bild 7-7** ist zu sehen, daß die Verläufe nicht symmetrisch zu einer Mittelachse zwischen q- und d-Stellung bei $\gamma_{el} = 270^\circ$ sind. Aus der q-Stellung heraus bis etwa $\gamma_{el} = 205^\circ$ wird nur ein sehr geringes Drehmoment erzeugt, danach erfolgt bis etwa $\gamma_{el} = 235^\circ$ ein steiler Anstieg. Zwischen $\gamma_{el} = 235^\circ$ und $\gamma_{el} = 325^\circ$ erfolgt keine große Änderung des statischen Drehmomentes. Von $\gamma_{el} = 325^\circ$ zur d-Stellung hin erfolgt ein flacherer, nahezu linearer Abfall des Momentes. Für die Auswahl der optimalen Form des Strangdrehmomentes heißt das, daß ein Strang bis etwa $\gamma_{el} = 205^\circ$ noch nicht zur Drehmomentbildung herangezogen werden sollte. In diesem Bereich kann der vorhergehende Strang mit einem wesentlich geringeren Strangstrom das Drehmoment aufbringen, das zu einem glatten Gesamtmoment führt. Allerdings sollte auch dieser nicht bis zur d-Stellung zur Drehmomenterzeugung genutzt werden, sondern nur bis etwa $\gamma_{el} = 355^\circ$. **Bild 7-12** zeigt den resultierenden Strangdrehmomentverlauf. In der Summe aller drei Stränge ergibt sich wieder ein glatter Verlauf des Gesamtmomentes.

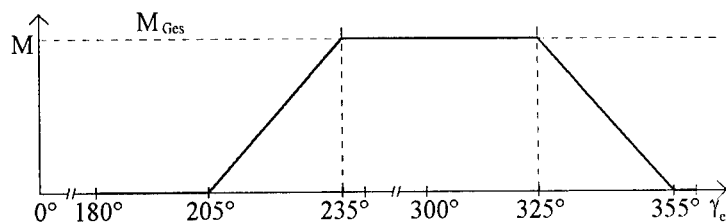


Bild 7-12: Verbesserter Strangdrehmomentverlauf für glattes Gesamtmoment

Bild 7-13 zeigt den zugehörigen Verlauf der Strangströme für ein mittleres Gesamtmoment von $M_{avrGes} = 64,6 \text{ Nm}$.

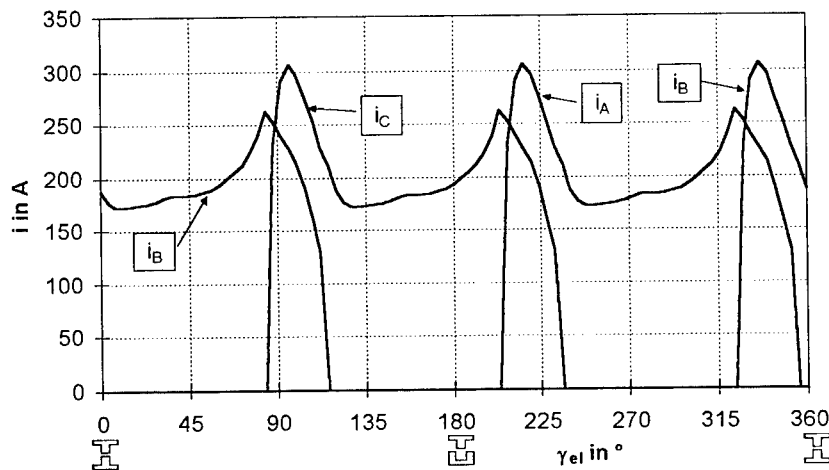


Bild 7-13: Verlauf der Strangströme zum in Bild 7-12 gezeigten Drehmomentverlauf für $M_{avrGes} = 64,6 \text{ Nm}$

Auch hier ist in den Randbereichen eine große Stromüberhöhung notwendig, um einen glatten Drehmomentverlauf zu erzielen, es wird jedoch der Maximalstrom des Stromrichters nicht überschritten. Die Stromform wurde direkt aus dem $I(\gamma, M)$ -Datenfeld berechnet. Wenn die Stromregelung des Antriebs in der Lage wäre, diesen Verlauf exakt nachzufahren, dann würde eine Drehmoment-

welligkeit von $k_{ripp} = 0$ erreicht werden. Zur Überprüfung der tatsächlichen Drehmomentwelligkeit wird das resultierende Moment mit einem Simulationsprogramm berechnet. Das Programm arbeitet nach dem in **Kapitel 3** beschriebenen Verfahren, wobei der Stromregelalgorithmus nach **Kapitel 6.2** zugrunde gelegt ist. Dem Berechnungsprogramm werden die in **Bild 7-13** gezeigten Strangstromverläufe als Stromsollwerte vorgegeben. Die so berechneten Verläufe von einem Strangdrehmoment und dem Gesamtmoment sind in **Bild 7-14** dargestellt. Die Drehmomentwelligkeit nach **Gl. (7-1)** beträgt

$$k_{ripp} = 5,4\%$$

und der errechnete Mittelwert des Gesamtmomentes

$$M_{avrGes} = 64,7 \text{ Nm}$$

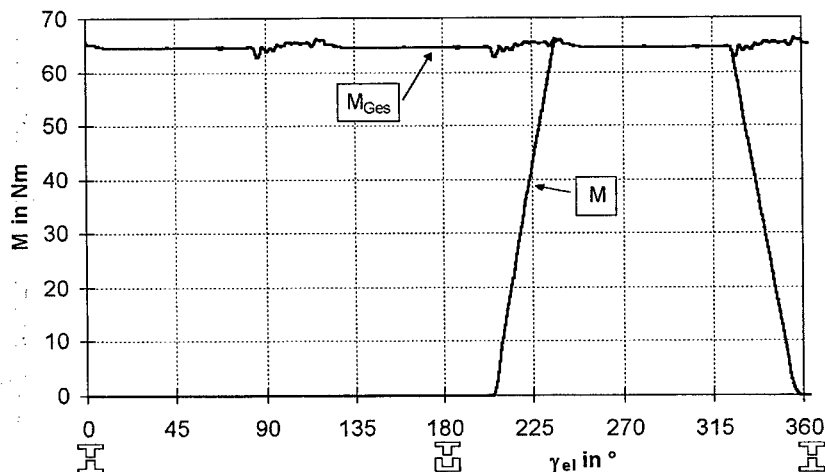


Bild 7-14: Berechnete Drehmomentverläufe mit den in Bild 7-13 gezeigten Strangströmen als Sollwerten bei $n = 100 \text{ min}^{-1}$

Die theoretische Drehmomentwelligkeit von 0 wird nicht erreicht. Der Grund hierfür ist die auf $\gamma_{el} = 4^\circ$ begrenzte Winkelschrittweite, mit der bei der Bestimmung des optimalen Stromverlaufes gearbeitet wurde, was an den Schwankungen des Gesamtmomentes M_{Ges} bei Beginn bzw. Ende des Anstiegs bzw.

Abfalls des Strangmomentes erkennbar ist. Dennoch kann der Wert als sehr gut angesehen werden. Der errechnete Mittelwert des Gesamtmomentes $M_{avrGes} = 64,7 \text{ Nm}$ weicht nur minimal von dem zugrunde gelegten Wert von $M_{avrGes} = 64,6 \text{ Nm}$ nach **Bild 7-9** ab. Für die Berechnung des in **Bild 7-14** gezeigten Betriebspunktes wurde eine Drehzahl von $n = 100 \text{ min}^{-1}$ angenommen. Bei dieser niedrigen Drehzahl kann der Stromregler dem vorgegebenen Strangstromverlauf sehr gut folgen. Mit steigender Drehzahl wird sich jedoch eine immer größere Abweichung zwischen Soll- und Iststrom ergeben. In **Bild 7-15** ist der Verlauf eines Strangmomentes und des Gesamtmomentes für eine Drehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ dargestellt. Der Mittelwert des Gesamtmomentes beträgt

$$M_{avrGes} = 64,6 \text{ Nm}$$

und stimmt damit überein mit dem Ausgangswert. Die Welligkeit nimmt jedoch auf

$$k_{ripp} = 21,3\%$$

zu. Aus dem in **Bild 7-16** dargestellten Verlauf des Soll- (i_w) und des Istwertes (i) des Strangstromes ist ersichtlich, daß der Iststrom dem Sollstrom nacheilt. Durch die Verzögerung kommt die größere Drehmomentwelligkeit zustande. Aber auch dieser höhere Wert stellt noch eine erhebliche Verbesserung dar, gegenüber dem in **Bild 7-9** gezeigten ungeglätteten Verlauf mit $k_{ripp} = 54,4\%$. Erfahrungen aus dem Einsatz einer GRM als Traktionsantrieb in einem PKW haben gezeigt, daß die Pendelmomente nur beim Anfahren, also bei sehr niedrigen Drehzahlen ($n \leq 1000 \text{ min}^{-1}$), kritisch sind. Für diesen Bereich konnte das beschriebene Verfahren zur Glättung des Gesamtmomentes mit Erfolg eingesetzt werden.

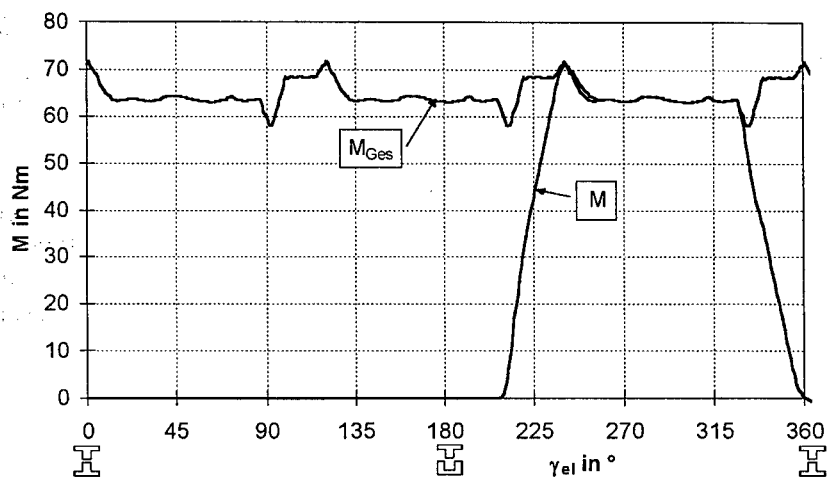


Bild 7-15: Berechnete Drehmomentverläufe mit den in Bild 7-13 gezeigten Strangströmen als Sollwerten bei $n = 1000 \text{ min}^{-1}$

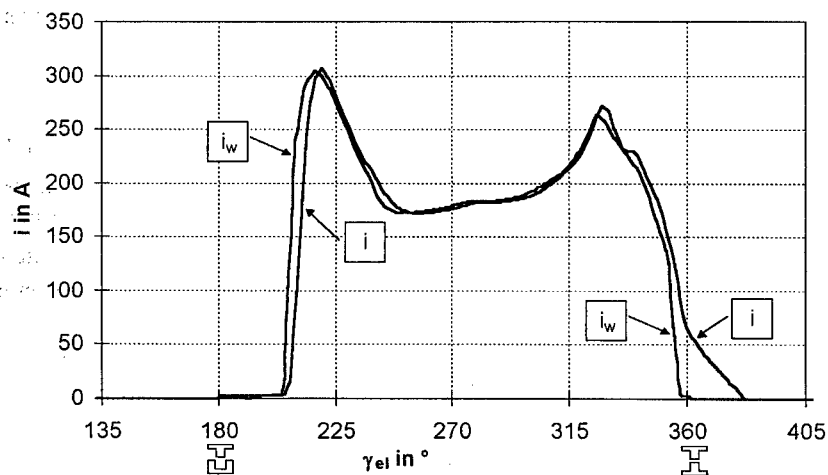


Bild 7-16: Vergleich des Soll- und des Iststromes für die in Bild 7-15 gezeigten Drehmomentverläufe

Eine Schwierigkeit der Drehmomentglättung besteht darin, daß bei der GRM erstens zwischen der Höhe des Strangstromes und dem erzeugten Strangmoment kein linearer Zusammenhang besteht und daß zweitens dieser Zusammenhang nicht konstant in Abhängigkeit von der Rotorposition ist. Das heißt, daß der für ein bestimmtes Drehmoment berechnete Strangstromverlauf nicht durch einfaches Umskalieren auch für andere Drehmomente verwendet werden kann, ohne daß die Drehmomentwelligkeit wieder ansteigt. In **Bild 7-17** ist der Verlauf des Strang- und des Gesamtmomentes dargestellt, für die in **Bild 7-13** gezeigte Stromform multipliziert mit dem Faktor „zwei“. Die Drehmomentwelligkeit erhöht sich dadurch auf

$$k_{ripp} = 38,0\%$$

das mittlere Gesamtmoment beträgt

$$M_{avrGes} = 144,9 \text{ Nm}$$

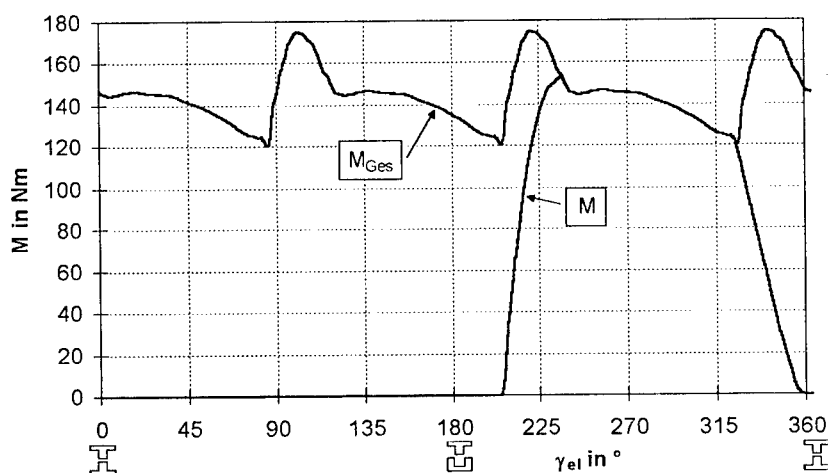


Bild 7-17: Verlauf des Strang- und Gesamtmomentes für den doppelten in **Bild 7-13** gezeigten Strangstromverlauf bei $n = 100 \text{ min}^{-1}$

Wenn die Stromform auf diesen Betriebspunkt optimiert wird, wie in **Bild 7-18** dargestellt, kann die Drehmomentwelligkeit wieder abgesenkt werden.

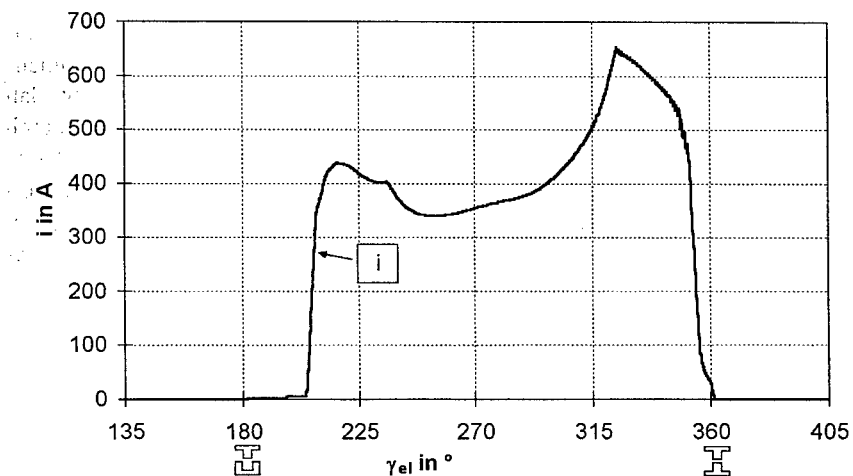


Bild 7-18: Verlauf des Strangstromes zum in Bild 7-12 gezeigten Drehmomentverlauf für $M_{avrGes} = 143,5 \text{ Nm}$

Bild 7-19 zeigt den entsprechenden Verlauf von Strang- und Gesamtmoment. Das mittlere Gesamtmoment ergibt sich daraus zu

$$M_{avrGes} = 143,5 \text{ Nm}$$

und die Drehmomentwelligkeit reduziert sich auf

$$k_{ripp} = 6,9\%$$

Allerdings wird in diesem Betriebspunkt der Maximalstrom des Umrichters ($I_{\max} = 600 \text{ A}$) bereits kurzzeitig überschritten. Hier müßte der Strom begrenzt werden, was wiederum zu einer Erhöhung der Drehmomentwelligkeit führt.

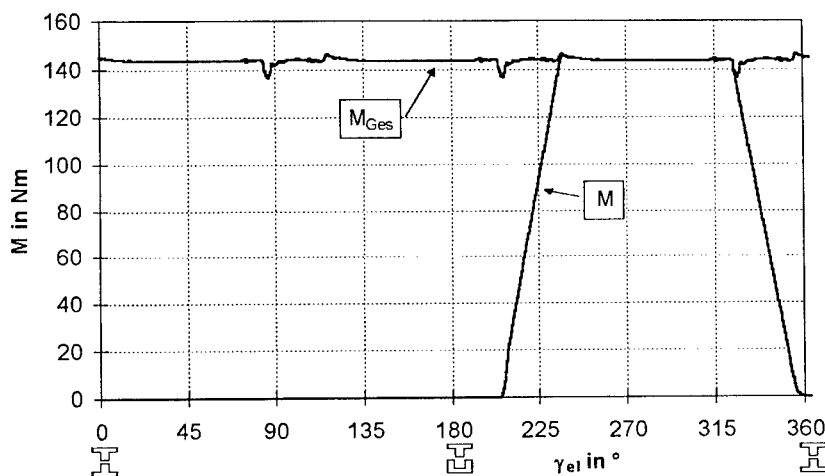


Bild 7-19: Verlauf des Strang- und Gesamtmomentes für den in Bild 7-18 gezeigten Strangstromverlauf bei $n = 100 \text{ min}^{-1}$

Um eine Drehmomentglättung durch Beeinflussung der Stromform zu realisieren, reicht es nicht aus, eine einzige rotorpositionsabhängige Stromform zu bestimmen und diese auf das jeweilige Drehmoment zu skalieren. Mit diesem Verfahren würde man nur für einen eng begrenzten Bereich ein zufriedenstellendes Ergebnis erzielen. Als einfache Lösung bietet sich an, für mehrere Drehmomente eine optimierte Stromform zu berechnen und diese in einem Kennfeld zusammenzufassen. Die Steuerung der GRM wählt dann entsprechend dem geforderten Drehmoment die nächstgelegene Stromform als Vorgabe aus. Durch dieses Vorgehen konnte speziell das Anfahrverhalten des mit einer GRM ausgerüsteten Elektrofahrzeugs erheblich verbessert werden.

Da bei den auf glattes Moment optimierten Stromformen der Strom im Bereich der d-Stellung nicht schlagartig weggenommen wird, ergibt sich auch eine Verbesserung des Geräuschverhaltens.

8 Bestimmung der Rotorposition

Da es sich bei der GRM um einen Synchronmotor handelt, ist für die Steuerung des Antriebs eine genaue Information über die absolute Rotorposition notwendig. Dieser Rotorwinkel γ wird hauptsächlich dazu benötigt, um die richtigen Zeitpunkte für die Ein- und Ausschaltwinkel (γ_A und γ_K) zu bestimmen. Wenn, wie in **Kapitel 7** beschrieben, für den Antrieb eine Vorgabe der Stromform vorgesehen ist, wird hierfür auch eine Information über die Rotorposition benötigt. Zur Gewinnung der Winkelinformation gibt es verschiedene Ansätze. Eine Möglichkeit besteht darin, einen mechanischen Sensor einzusetzen, der die Rotorposition mißt und an die Steuerung übergibt. Die zweite Möglichkeit verzichtet auf den mechanischen Sensor und bestimmt aus den elektrischen Klemmengrößen der GRM die Rotorposition („sensorless control“).

8.1 Mechanische Sensoren

Mit einem mechanischen Positionssensor kann der Rotorwinkel direkt bestimmt werden. Es sind keine aufwendigen Rechenverfahren und Kenntnisse der Maschine zur Winkelbestimmung notwendig. Allerdings verursacht der Geber als zusätzliches Bauteil Kosten. Gerade bei hochdrehenden Antrieben werden an seine Präzision hohe Ansprüche gestellt. Die heute üblichen Sensoren arbeiten auf optischer oder magnetischer Basis.

8.1.1 Absoluter Positionssensor mit geringer Auflösung

Eine sehr einfache Form eines Winkelsensors ist in **Bild 8-1** für eine GRM mit 12/8-Geometrie dargestellt. Er besteht aus einer Scheibe, die die d- und q-Stellungen der GRM abbilden. Für jeden der m Stränge tastet eine Gabellichtschranke oder ein Hallsensor die Scheibe ab. So kann auch im Stillstand eindeutig festgestellt werden, welcher Strang aktiviert werden muß, um die GRM in eine bestimmte Drehrichtung zu beschleunigen. Die sehr niedrige Auflösung des Gebers kann durch eine Impulsvervielfachung mittels einer PLL-Schaltung (Phase-Locked-Loop) erhöht werden. Mit diesem Verfahren wurde in der Steuerung der Testmaschine 1 eine Winkelauflösung von $\gamma_{el} = 3^\circ \equiv \gamma = 0,375^\circ$ erreicht.

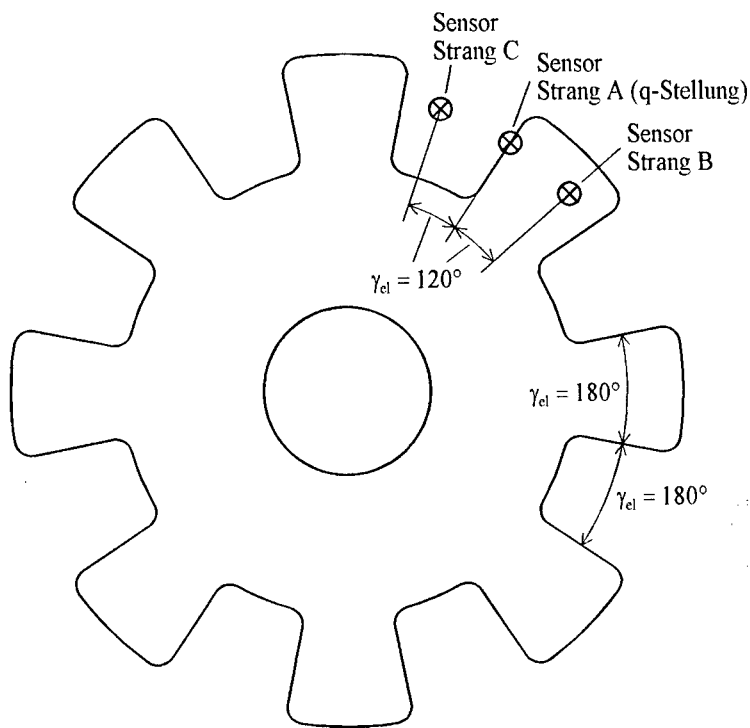


Bild 8-1: Vereinfachter Rotorpositionssensor

Für den Einsatz einer PLL ist allerdings eine Mindestdrehzahl erforderlich, da dieses Verfahren mit der Annahme arbeitet, daß sich zwischen zwei aufeinander folgenden Pulsen des Gebers die Drehzahl nicht verändert. Der dadurch verursachte Fehler steigt mit abnehmender Drehzahl überproportional an. Die Steuerung von Testmaschine 1 arbeitet ab einer Drehzahl von $n = 500 \text{ min}^{-1}$ mit einer PLL. Bei niedrigeren Drehzahlen steht nur die vom Geber selbst erbrachte Auflösung zur Verfügung. Die Stränge werden hier direkt mit den Signalen der Lichtschranken geschaltet. Es ergibt sich damit im Motorbetrieb der Einschaltwinkel zu $\gamma_A = 180^\circ$ und der Kommutierungswinkel zu $\gamma_K = 360^\circ$, was aber für den niedrigen Drehzahlbereich kein Problem darstellt. Bei höheren Drehzahlen können die Schaltwinkel mit einer Auflösung von $\gamma_{el} = 3^\circ$ frei gewählt werden. Auf diese Weise konnte ein drehmomentgesteuerter Antrieb realisiert werden. Allerdings ist mit dem beschriebenen Geber keine Stromformung nach

Kapitel 7 für sehr niedrige Drehzahlen möglich, da keine exakte Winkelinformation zur Verfügung steht. Ein weiterer Nachteil dieses sehr einfachen Gebers ist, daß er mechanisch exakt auf der Rotorwelle justiert werden muß. Dazu wird ein Strang der Maschine mit einem Gleichstrom beaufschlagt, so daß sich der Rotor in der entsprechenden d-Stellung ausrichtet. Die Geberscheibe wird dann von Hand so ausgerichtet, daß die zugehörige Lichtschranke genau an dieser Stelle eine Signalfanke liefert.

8.1.2 Inkrementalgeber

Da zum Steuern einer GRM die absolute Rotorposition benötigt wird, erscheint ein Inkrementalgeber zur Winkelbestimmung zunächst ungeeignet, da er keine Information über den absoluten Winkel geben, sondern nur die Winkeländerung bestimmen kann. Die heute gebräuchlichen Inkrementalgeber liefern zwar einmal pro Umdrehung ein Referenzsignal, das zur Bestimmung der Nullage herangezogen werden kann. Dazu ist es aber notwendig, daß sich der Antrieb dreht und daß der Geber in einem definierten Bezug zur Rotorstellung montiert ist. Um die mechanische Justierung des Gebers zu umgehen, bietet sich eine andere Vorgehensweise an. Bei jeder Initialisierung der Steuerung wird ein Strang der GRM mit einem Gleichstrom gespeist, so daß sich der Rotor in der entsprechenden d-Stellung ausrichtet. Jetzt ist die absolute Rotorposition bekannt, und mit dem Inkrementalgeber kann die Winkeländerung relativ zur d-Stellung zu jeder Zeit bestimmt werden. Der eingestellte Gleichstrom muß so groß sein, daß sich der Antrieb in jedem Fall in die d-Stellung ausrichtet und so lange angelegt bleiben, bis der Rotor still steht. Um zu verhindern, daß der Rotor anstatt in der d- in der q-Stellung verharrt, wenn er beim letzten Stillsetzen des Antriebs zufällig in dieser Position stehen geblieben ist, sollte erst ein weiterer Strang der GRM bestromt werden, bevor der Strang zur Referenzierung gespeist wird. Auf diese Weise wird sich der Rotor auf jeden Fall in die d-Stellung begeben. Nach dieser Startprozedur kann der Antrieb ohne weitere Einschränkungen betrieben werden. Auch Drehrichtungsänderungen sind möglich, da Inkrementalgeber in der Regel zwei um 90° versetzte Pulsfolgen liefern und somit eine Bestimmung der Drehrichtung erfolgen kann. Die mit einem Inkrementalgeber erreichbare Winkelauflösung hängt von der Anzahl der Impulse ab, die der Geber pro Umdrehung erzeugt. Üblich sind Geber mit 1024 Pulsen. Wenn die steigende und die fallende Flanke beider Ausgänge ausgewertet werden, kann eine Umdrehung in 4096 Schritte aufgelöst werden. Das entspricht einem Winkel von $\gamma = 0,088^\circ$ oder $\gamma_{el} = 0,7^\circ$ bei einer GRM mit 12/8-Geometrie.

Der Nachteil dieses Verfahrens ist jedoch, daß sich der Rotor bei der Referenzierung um einige Grad drehen kann, wobei die Drehrichtung und der genaue Winkelbetrag unbekannt sind. Daher kann es nicht für direkt gekuppelte Traktionsantriebe verwendet werden, da sich das Fahrzeug beim Referenzieren bewegen würde. Für Hilfsantriebe, wie zum Beispiel Lüfter und Pumpen, ist der Einsatz eines Inkrementalgebers dagegen eine interessante Alternative.

8.1.3 Resolver

Wenn auf Grund der Einsatzbedingungen des Antriebs zu jedem Zeitpunkt - auch direkt beim Start - ohne eine Referenzierung die genaue Rotorposition bekannt sein muß, kann nur ein Absolutwertgeber eingesetzt werden. Eine Möglichkeit stellen digitale Geber dar, die über ein paralleles oder seriell Interface den Rotorwinkel ausgeben. Diese sind jedoch relativ teuer und dürfen nur in einem begrenzten Temperatur- und Drehzahlbereich betrieben werden. Der Drehzahlbereich von Testmaschine 2 erstreckt sich bis $n = 15000 \text{ min}^{-1}$ und im Einbauraum des Gebers werden Temperaturen bis $T = 125^\circ \text{C}$ erreicht.

Als Alternative bietet sich ein Resolver an. Er zeichnet sich durch einen einfachen und robusten Aufbau aus. Es wird keinerlei Elektronik im temperaturkritischen Einbaubereich benötigt. Die Funktion eines Resolvers beruht darauf, daß die Wicklung eines Rotors der Polpaarzahl p mit einer Wechselspannung (Referenzspannung u_{ref}) beaufschlagt wird, deren Frequenz ω_{ref} wesentlich höher als die Drehfrequenz des Rotors ist. Die Frequenz und Amplitude \hat{u}_{ref} dieser Wechselspannung kann mit hohen Toleranzen behaftet sein. Der Stator eines Resolvers besteht aus zwei um $90^\circ/p$ versetzten Spulen. In diese wird je nach Stellung γ des Rotors die Wechselspannung mit einer winkelabhängigen Amplitude induziert. Es entsteht bei Drehung des Rotors eine sinus- und eine cosinusförmige Hüllkurve. Die Ausgangsspannung an der ersten Spule beträgt demnach

$$u_{\sin} = \hat{u}_{ref} \cdot K \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t) \cdot \sin(p \cdot \gamma) \quad (8-1)$$

und an der zweiten Spule

$$u_{\cos} = \hat{u}_{ref} \cdot K \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t) \cdot \cos(p \cdot \gamma) \quad (8-2)$$

wobei K der Kopplungsfaktor zwischen Rotor und Stator ist.

Die Referenzspannung wird auf den Rotor über einen Transformator mit feststehender Primärwicklung (statorseitig) und rotierender Sekundärwicklung (rotorseitig) übertragen. Dadurch entfällt eine verschleißanfällige, galvanische Verbindung zwischen Stator und Rotor. Die komplette Resolvereinheit ist in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht. **Bild 8-2** zeigt schematisch die Anordnung der einzelnen Spulen eines Resolvers.

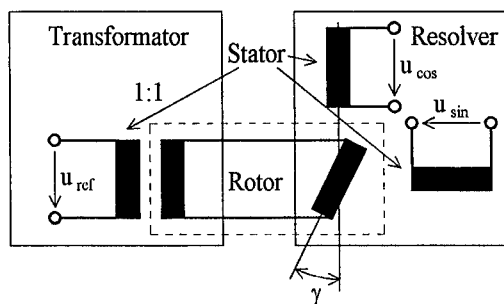


Bild 8-2: Schematische Darstellung der Funktionsweise eines Resolvers

Für die Auswertung der vom Resolver gelieferten Spannungssignale gibt es mittlerweile verschiedene integrierte Bausteine, die die komplette Signalauswertung inklusive Störungsunterdrückung vornehmen. Als Ausgangssignal steht die absolute Rotorposition als Digitalwert und ein analoges Drehzahlsignal zur Verfügung. Die Winkelauflösung einer solchen Kombination aus Resolver und Auswertung ist abhängig vom eingesetzten Auswertebaustein und kann bis zu 16 bit betragen, allerdings mit eingeschränktem Drehzahlbereich. Für Drehzahlen bis $n = 20000 \text{ min}^{-1}$ sind aber ohne Probleme 12 bit Auflösung möglich. Das entspricht einer Winkelschrittweite von $\gamma = 0,088^\circ$ oder $\gamma_{el} = 0,35^\circ$ bei einer 6/4-GRM. Testmaschine 2 verfügt über einen Resolver zur Rotorpositionsbestimmung.

Ein weiterer Vorteil des Resolvers ist, daß eine mechanische Justierung entfallen kann. Der Winkelabgleich kann durch eine Offsetkorrektur in der Software vorgenommen werden. Nachteilig wirkt sich aus, daß ein Resolver prinzipbedingt empfindlich auf magnetische Störfelder, wie zum Beispiel die Stirnstreu-

felder einer Maschine, reagiert. Dieser Einfluß kann jedoch durch Abschirmmaßnahmen reduziert werden.

8.1.4 Leiterplattenresolver

Handelsübliche Resolver sind meist als Hohlwellenresolver ausgeführt und benötigen durch diese Bauweise gerade bei größeren Wellendurchmessern einen großen Einbauraum. Die Fertigung der Resolverblechpakete und das Einbringen und Anschließen der einzelnen Wicklungen erfordert hohe Präzision.

Basierend auf [Ehr93] wurde ein Positionsgeber entwickelt, der nach dem Prinzip eines Resolvers arbeitet, jedoch ohne Blechpaket und Wicklungen im herkömmlichen Sinn auskommt. Bei diesem Leiterplattenresolver werden die Wicklungen durch Leiterbahnen auf einer Platine ersetzt. Es ist eine Stator- und eine Rotorplatine erforderlich. Das Funktionsprinzip bleibt unverändert wie in **Bild 8-2** dargestellt. Über einen rotierenden Transformator, der durch konzentrische Leiterbahnen auf beiden Leiterplatten realisiert ist, wird ohne galvanische Verbindungen eine Wechselspannung auf den Rotor übertragen. Das Übersetzungsverhältnis dieses Transformators ist so gewählt, daß sekundärseitig ein möglichst großer Strom erzielt werden kann, da die angeschlossene Wicklung nur aus einer mäanderförmigen Leiterbahn besteht. Durch den Strom i wird ein magnetisches Wechselfeld hervorgerufen. **Bild 8-3** zeigt schematisch eine Abwicklung der Leiterbahn mit dem erzeugten Magnetfeld.

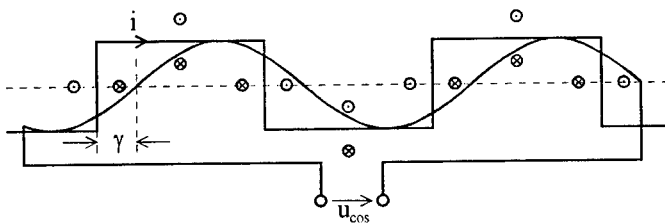


Bild 8-3: Magnetisches Feld um mäanderförmige Leiterbahn

Wird, wie ebenfalls in **Bild 8-3** angedeutet, eine sinusförmige Leiterbahn mit gleicher Polteilung in dieses Magnetfeld gebracht, so wird in diese eine Spannung u_{\cos} induziert, deren Amplitude unter anderem von der räumlichen Lage γ der beiden Leiterbahnen (Mäander und Sinus) zueinander abhängig ist. Ein Spannungsmaximum tritt auf bei einer Verschiebung von $\gamma = 0^\circ$, ein Minimum

bei $\gamma = 180^\circ$ und Nulldurchgänge bei $\gamma = 90^\circ$ und $\gamma = 270^\circ$. Bei kontinuierlicher (konstanter) Änderung der räumlichen Lage γ entsteht eine cosinusförmige Hüllkurve. Eine zweite, gegenüber der ersten um $\gamma = 90^\circ$ versetzte Sinusspur liefert eine sinusförmige Hüllkurve. In **Bild 8-4** sind die Signalverläufe und die Hüllkurven für eine Polpaarzahl von $p = 1$ dargestellt.

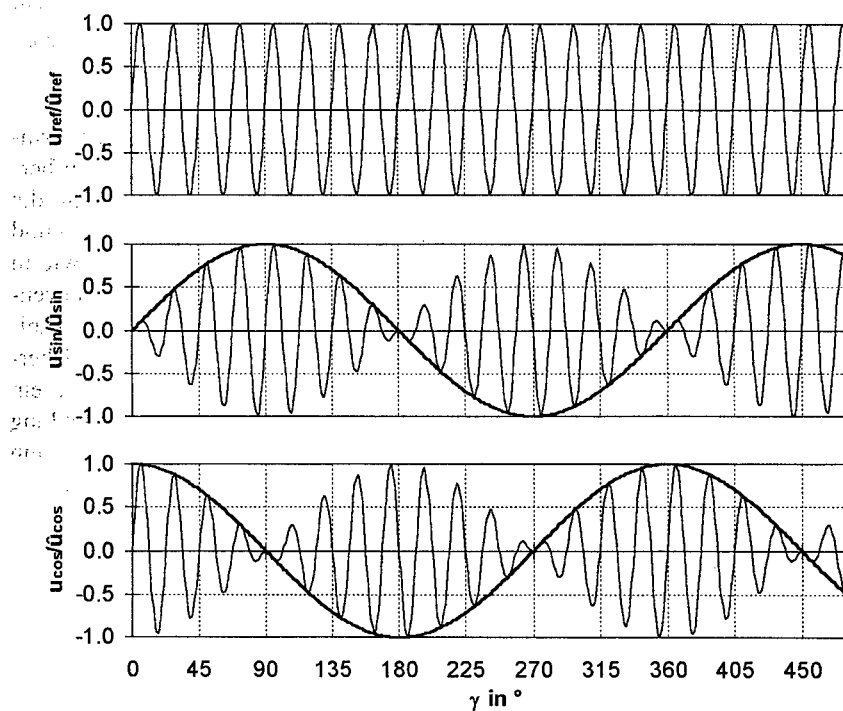


Bild 8-4: Referenzspannung und Ausgangsspannung der Sinus- und der Cosinusspur in Abhängigkeit der räumlichen Lage γ

Durch Anordnung der Mäander- sowie der Cosinus- und Sinusspur um einen Radius erhält man eine Anordnung wie schematisch in **Bild 8-5** für den Rotor und in **Bild 8-6** für den Stator gezeigt. Die räumliche Lage γ entspricht dann dem mechanischen Drehwinkel zwischen beiden Leiterplatten.

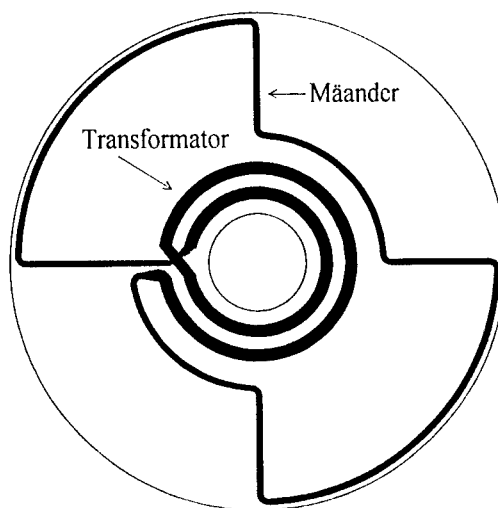


Bild 8-5: Schematische Darstellung der Rotorscheibe eines Leiterplattenresolvers mit einer Polpaarzahl $p = 2$

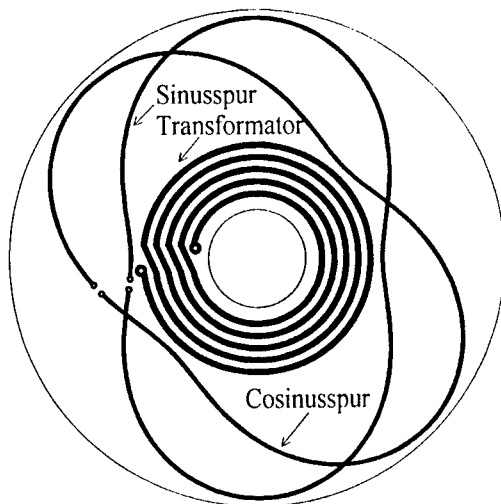


Bild 8-6: Schematische Darstellung der Statorscheibe eines Leiterplattenresolvers mit einer Polpaarzahl $p = 2$

In der Mitte der Anordnung befinden sich die Wicklungen für den Transformator zur Übertragung der Referenzspannung auf den Rotor. Die sich in den Zeichnungen überschneidenden Leiterbahnen liegen in der Praxis in unterschiedlichen Layern der Leiterplatten.

Hier wurde eine Polpaarzahl von $p = 2$ gewählt. Es sind allerdings auch andere Polpaarzahlen realisierbar. Im Hinblick auf hohe Drehzahlen ist es sinnvoll, die Polpaarzahl auf $p = 1$ zu reduzieren, um die Grundfrequenz für die Auswertung niedrig zu halten.

Um Unsymmetrien, die durch das „Biegen“ der Sinus- und Cosinusspur um einen Radius entstehen, zu kompensieren, wird zusätzlich eine -Sinus- und eine -Cosinusspur eingesetzt, die jeweils gegenphasig mit der +Sinus- bzw. +Cosinusspur in Reihe geschaltet sind. Durch geschicktes Setzen der Durchkontaktierungen können beide Scheiben durch eine zweiseitige Leiterplatte realisiert werden.

Die Ausgangsspannungen entsprechen von der Kurvenform her denen herkömmlicher Resolver und können daher mit einem gebräuchlichen Auswertebaustein verarbeitet werden. Es muß lediglich eine Verstärkung der Signale vorgenommen werden, da diese sehr niedrig sind. Um Ausgangssignale mit einer höheren Amplitude und damit verbessertem Störabstand zu erhalten, kann die Anzahl der Sinus- und Cosinus Spuren sowie die Primärwicklungen des Transformators auf der Statorleiterplatte erhöht werden. Es wird dann allerdings der Einsatz einer Multilayerplatine notwendig. Die Rotorscheibe kann unverändert bleiben. **Bild 8-7** zeigt die oberste Lage einer Statorleiterplatte mit einer Polpaarzahl von $p = 1$. Es sind die +Sinusspur mit 11 Windungen und die Primärspule des Transformators mit 25 Windungen zu erkennen. Insgesamt besteht die Leiterplatte aus 8 Layern, wovon jede 25 weitere Windungen des Transformators und 11 Windungen der +Sinus-, -Sinus, +Cosinus- oder -Cosinusspur enthält. Die Transformatorwicklungen sind alle in Reihe geschaltet, so daß sich eine Gesamtwindungszahl von 200 ergibt. Die Sinus- und Cosinus Spuren sind mittels Durchkontaktierungen so verschaltet, daß sich je zwei Anschlußpunkte ergeben.

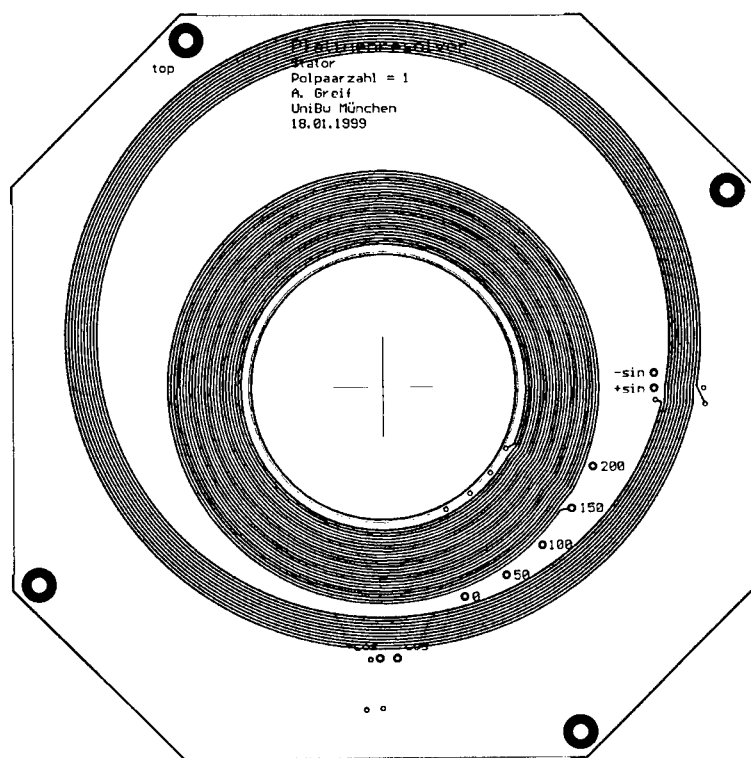


Bild 8-7: Ansicht der Statorscheibe mit erhöhter Windungszahl für eine Polpaarzahl $p = 1$ (Oberseite)

Bild 8-8 zeigt die Oberseite der zu **Bild 8-7** gehörigen Rotorscheibe. Hier ist auf dicke Leiterbahnen zu achten, um die ohmschen Verluste so klein wie möglich zu halten. Durch diese Maßnahmen können die Ausgangssignale des Leiterplattenresolvers ohne weitere Verstärkung einem Auswertebaustein zugeführt werden. Die entlang dem Außenradius verlaufende Leiterbahn in der unteren Hälfte der Rotorscheibe erfüllt keine elektrische Funktion. Sie dient ausschließlich der Wuchtung.



Bild 8-8: Ansicht der Rotorscheibe für eine Polpaarzahl $p = 1$ (Oberseite)

Im Vergleich zu handelsüblichen Hohlwellenresolvem weist der Leiterplattenresolver eine sehr kurze Baulänge auf (ca. $6 - 7 \text{ mm}$), die sich zusammensetzt aus der Dicke der beiden Leiterplatten von je $2 - 2,5 \text{ mm}$ und einem Abstand zwischen den Platten von 2 mm . Die Rotorscheibe in **Bild 8-8** weist einen Außendurchmesser von 147 mm auf bei einem Wellendurchmesser von 42 mm . Die Abmessungen eines Hohlwellenresolvers für diesen Wellendurchmesser betragen 40 mm Baulänge und 90 mm Durchmesser.

Durch die Art der „Wicklungsanordnung“ des Leiterplattenresolvers ist dieser weitgehend unempfindlich gegenüber Stirnstreufeldern der Motorwicklungen, die im Wesentlichen in radialer Richtung verlaufen, wohingegen der Leiterplattenresolver nur empfindlich auf Felder in axialer Richtung reagiert. Zur Überprüfung der Funktionsweise wurde der Leiterplattenresolver in Testma-

schine 1 eingebaut und die Steuerung entsprechend modifiziert. Es traten keinerlei Störungen durch die Motorwicklungen auf.

8.2 „Sensorlose“ Positionsbestimmung

Es existieren auch Verfahren zur Bestimmung der Rotorposition, die auf einen mechanischen Positionssensor verzichten. Sie bestimmen den Rotorwinkel unter Zuhilfenahme eines Modells der GRM anhand der Messung von Strangströmen und -spannungen. Dabei ist der Begriff „sensorlos“ in diesem Zusammenhang nicht ganz korrekt, da weiterhin Sensoren (z.B.: Stromsensoren) benötigt werden. Es entfällt lediglich der eigentliche Positionssensor. Die bekannten Verfahren zur sensorlosen Winkelbestimmung lassen sich grob in zwei Kategorien unterteilen:

- Verfahren, die einen aktiven Strang, der momentan zur Drehmomentbildung verwendet wird, zur Positionsbestimmung heranziehen
- Verfahren, die inaktive Stränge mit Testsignalen beaufschlagen um den Rotorwinkel zu bestimmen

Um eine GRM im gesamten möglichen Betriebsbereich ohne Positionssensor betreiben zu können, reicht meist ein Verfahren nicht aus. In der Regel wird für den unteren Drehzahlbereich (gepulster Betrieb) ein Verfahren eingesetzt, das über Testsignale in den inaktiven Strängen den Rotorwinkel bestimmt. Im Blockbetrieb wird umgeschaltet auf ein Verfahren, das die aktiven Stränge zur Informationsgewinnung nutzt.

8.2.1 Positionsbestimmung aus aktiven Strängen

Diese Techniken beobachten die Stromverläufe in den Strängen und untersuchen diese auf bestimmte Charakteristika, die einen Rückschluß auf die Rotorposition zulassen. Häufig wird auf diese Weise auch der Wechselrichter direkt gesteuert, ohne daß die Rotorposition explizit ermittelt wird.

In [Cri88] wird der Strangstrom auf Maxima und Minima untersucht, die durch die positionsabhängige Änderung der induzierten Strangspannung (EMK) hervorgerufen werden, und daraus zwei Rotorpositionen gewonnen. Über eine Verzögerungszeit werden direkt die Leistungsschalter angesteuert. Dieses Ver-

fahren eignet sich nur für höhere Drehzahlen, da im unteren Drehzahlbereich die EMK zu niedrig ist.

[Vuk90] gewinnt die Rotorposition aus der Strommessung in einer Freilaufdiode des Umrichters unter der Bedingung einer konstanten Pulsdauer. Dadurch wird die Flexibilität der Steuerung erheblich eingeschränkt. Das Verfahren kann nicht für niedrige Drehmomente eingesetzt werden.

In [Ram94] wird ein Verfahren vorgestellt, das über den verketteten Fluß eine Aussage über die magnetische Energie trifft. Aus dieser Information werden die Schaltsignale für den Stromrichter generiert. Das Verfahren kann über den gesamten Drehzahlbereich eingesetzt werden. Es wird eine Implementierung in ein Mikrocontrollersystem beschrieben.

Die Auswirkung der veränderlichen Induktivität auf die Stromanstiegsgeschwindigkeit wird in [Aca85] und [Pan90] zur Positionsbestimmung herangezogen. In [Aca85] werden drei verschiedene Möglichkeiten dokumentiert, wovon die ersten zwei die Information aus einem aktiven Strang gewinnen und die dritte aus einem inaktiven Strang. Die erste Variante bestimmt über die Stromanstiegs- und -abfallzeiten im gepulsten Betrieb eine Stranginduktivität und daraus die Rotorposition. Dieses Verfahren ist für niedrige Drehzahlen geeignet. Nach Darstellung der Autoren kann es nicht für eine kontinuierliche Winkelbeobachtung eingesetzt werden, wohl aber zur Detektion einzelner Positionen. Die zweite Möglichkeit beobachtet die Anstiegszeit des Strangstromes beim Einschalten des Stranges und bestimmt daraus die Rotorposition. Allerdings wird die EMK und der Spannungsabfall über den Wicklungswiderstand vernachlässigt. Zur Realisierung einer Antriebssteuerung wird eine Kombination aus beiden Verfahren vorgeschlagen. Für niedrige Drehzahlen (gepulster Betrieb) wird die Rotorposition über das erste Verfahren und bei höheren Drehzahlen (Blockbetrieb) über das zweite Verfahren bestimmt. Diese Kombination beider Verfahren wird auch in [Pan90] beschrieben, allerdings unter Berücksichtigung der EMK und des ohmschen Spannungsfalles in der Wicklung. Auch hier erfolgt keine explizite Bestimmung des Rotorwinkels. Es werden die gemessenen Stromanstiegsgeschwindigkeiten mit vorher aus der Simulation ermittelten verglichen und daraus die Schaltvorgänge abgeleitet. Beide Verfahren nach [Aca85] und [Pan90] benötigen eine endliche Zeitspanne, um die Stromanstiegsgeschwindigkeit zu messen. Für den gepulsten Betrieb hat das zur Folge, daß die Stromwelligkeit des Strangstromes einen Minimalwert nicht unterschreiten darf. In [Pan90] wird für einen Sollstrom von 21 A eine Welligkeit von 12 A angegeben.

In [Lum90] wird ein Zustandsbeobachter entwickelt, der mit einem dynamischen Modell arbeitet. Der Vorteil eines Beobachtersystems liegt in der höheren Genauigkeit der Positionserfassung und in einer größeren Unempfindlichkeit gegenüber Fehlern. Allerdings steigt der Rechenaufwand enorm an. Daher wird in [Lum90] nur ein lineares Maschinenmodell eingesetzt, was im Bereich der Sättigung ungenauere Ergebnisse liefert.

Auch in [Hus94a] wird ein Beobachtersystem, das ein lineares Maschinenmodell zugrunde legt, eingesetzt, um die Rotorposition aus den Klemmengrößen der GRM zu ermitteln.

In [Brö98] wird ein Beobachter mit Kalman Filter vorgestellt. Das Modell benötigt ebenfalls die Klemmengrößen der GRM zur Bestimmung der Rotorposition. Durch den Einsatz des Kalman Filters werden neben Sättigungseinflüssen auch Meßrauschen und Ungenauigkeiten des verwendeten Beobachters berücksichtigt. Allerdings ist der Rechenaufwand beträchtlich, so daß das Modell nur in einem relativ niedrigen Drehzahlbereich eingesetzt wurde.

Das in [Gal98] vorgestellte Verfahren erkennt den Beginn der Zahnüberlappung zwischen Rotor- und Statorzahn eines Stranges anhand der Änderung des Strangstromes. Es wird so pro elektrischer Periode ein Referenzpuls generiert. Das Verfahren kann nur in Zusammenhang mit einer PWM-Spannungsregelung eingesetzt werden. Die GRM kann auf diese Weise nicht voll ausgenutzt werden. Der Startvorgang und der Betrieb bei niedrigen Drehzahlen erfolgt gesteuert.

Einen Sonderfall stellt das in [Bas86] und [Bas87] beschriebene Verfahren dar. Hier werden die Ansteuersignale für den Umrichter aus dem Verlauf des Zwischenkreisstromes (der ja durch die aktiven Stränge beeinflusst wird) generiert, ohne eine genaue Rotorlage zu bestimmen. Das Verfahren ist mit sehr niedrigem Aufwand realisierbar, allerdings unter starker Einschränkung der Flexibilität der Steuerung. Als Einsatzgebiet kommen Low-Cost Anwendungen in Frage. Eine mögliche Startprozedur, die ohne Kenntnis der genauen Rotorposition auskommt, wird jedoch nicht erklärt.

8.2.2 Positionsbestimmung aus inaktiven Strängen

Die Bestimmung der Rotorposition in einem inaktiven Strang erfordert die Einspeisung von Testsignalen in die entsprechenden Motorwicklungen. Dadurch wird ein niedriges negatives Drehmoment erzeugt, das zu einer geringfügigen

Verschlechterung des Wirkungsgrades führt. Da die Testsignale aber sehr geringe Amplituden aufweisen, dürfte diese Verschlechterung kaum meßbar sein. Die Testsignale können wahlweise mit dem Umrichter der GRM oder durch eine externe Quelle eingespeist werden. Alle Verfahren, die ihre Information aus einem inaktiven Strang gewinnen, haben ihre Grenzen bei hoch ausgenutzten Maschinen. Denn bei sehr hohen Drehzahlen und hohen Momenten können die Stränge im ungünstigsten Fall für $\gamma_{el} = 360^\circ$ aktiv sein. Somit bleibt keine Zeit mehr für die Positionsbestimmung.

In [Har88] und [Mac88] werden durch den Stromrichter kurze Spannungspulse erzeugt und die resultierenden Stromamplituden gemessen. Daraus kann die momentane Stranginduktivität und damit die Rotorposition berechnet werden. Zur Minimierung von Meßfehlern und zur Bestimmung eines kontinuierlichen Positionssignals wird in [Har88] eine Kombination mit einem Zustandsbeobachter vorgeschlagen. Aufgrund der kleinen Stromamplituden kann dem Beobachter ein lineares Maschinenmodell zugrunde gelegt werden.

In [Aca85] wird als dritte Variante (Variante 1 und 2 siehe **Kap. 8.2.1**) ebenfalls ein inaktiver Strang mit kurzen Spannungspulsen beaufschlagt und die Anstiegs- und Abfallzeiten des resultierenden Strangstromes gemessen. Aus dieser Information wird, allerdings unter Vernachlässigung der EMK und des ohmschen Spannungsabfalls an der Wicklung, ein kontinuierliches Positionssignal gewonnen.

Zur Bestimmung der Stranginduktivität wird in [Ehs90] ein Verfahren mit lineare Frequenzmodulation (FM) eingesetzt. Eine Realisierung wird nicht beschrieben. Es werden aber sicher FM-Enkoder- und FM-Dekoder-ICs benötigt.

In [Lau93] wird mit Hilfe eines Resonanzkreises die Induktivität eines inaktiven Stranges ermittelt. Der Resonanzkreis setzt sich aus einem RC-Kreis und der Induktivität der Wicklung zusammen. Nachteilig wirkt sich bei dem beschriebenen Verfahren aus, daß der RC-Kreis in Reihe zur Wicklung liegt und damit auch vom Strangstrom durchflossen wird, wenn der Strang zur Drehmomentbildung benötigt wird. Dadurch entsteht eine zusätzliche Verlustleistung und der Widerstand des RC-Kreises muß für den maximalen Strangstrom ausgelegt sein. Zur Realisierung sind zusätzliche Komponenten, wie z.B. ein HF-Sinus-Stromgenerator und Filterelemente, notwendig.

In [Sur98, Sur98a, Sur98b] wird ein Verfahren basierend auf Amplitudenmodulationstechnik (AM) vorgestellt. Es wird ein sinusförmiges Testsignal in ei-

nen inaktiven Strang eingespeist und aus dem resultierenden modulierten Stromsignal die Rotorposition abgeleitet. In [Sur98] wird auf diese Weise ein Indexpuls mit einer Periode von $\gamma = 30^\circ$ generiert. Durch eine PLL kann eine feinere Auflösung erreicht werden. Auch hier sind zur Realisierung die Komponenten Erzeugung und Auswertung der Meßsignale erforderlich.

Ein anderer Weg wird in [Hus94b] beschritten. Die Positionsbestimmung erfolgt über die in einen inaktiven Strang induzierte Spannung, die durch eine magnetische Kopplung mit einem aktiven Strang hervorgerufen wird. Die Positionsabhängigkeit der Kopplungsinduktivität gibt Aufschluß über den Rotorwinkel. Dieses Verfahren benötigt keine zusätzlichen Testsignale und produziert so auch keine negativen Drehmomentanteile. Es sind jedoch zusätzliche Spannungssensoren zur Bestimmung der Strangspannungen notwendig. Es wird nicht beschrieben, wie der Antrieb angefahren werden kann. Bei sehr kleinen Drehmomenten wird die in einen inaktiven Strang induzierte Spannung sehr niedrig, so daß es zu Fehlmessungen aufgrund von Störungen kommen kann.

Ein Verfahren, das die Positionsbestimmung in aktiven und inaktiven Strängen kombiniert, wird in [Kir93, Kir94, Kir96] erarbeitet. Es wurde unter der Vorgabe speziell für Mikrocontrollersteuerungen entwickelt, daß keine zusätzlichen Sensoren einschließlich Analog-Digital-Wandler und Signalgeneratoren notwendig sind. Auch hier wird über die Induktivität der Wicklungen die Rotorposition bestimmt. Die Messung erfolgt über die Stromanstiegszeit wahlweise in einem aktiven oder einem inaktiven Strang. Dazu wird beim Einschalten des Stranges ein Timer im Mikrocontroller gestartet, der solange weiter zählt, bis über einen Komparator die Überschreitung eines Referenzwertes gemeldet wird. Die so bestimmte Stromanstiegszeit läßt Rückschlüsse über die Stranginduktivität zu. Sättigungseinflüsse müssen nicht berücksichtigt werden, da der Referenzwert des Stromes im linearen Bereich der ψ -i-Kennlinien liegt. Es wird empfohlen, die vorher gemessenen oder berechneten Stromanstiegszeiten in einem Kennfeld in Abhängigkeit von der Rotorposition und der Drehzahl abzulegen. So kann bei der Winkelbestimmung der Einfluß der EMK eliminiert werden. Bei niedrigen Drehzahlen wird vorgeschlagen, die Position in einem inaktiven Strang durch Testsignale zu bestimmen, um ab Stillstand eine kontinuierliche Positionsangabe zur Verfügung zu haben. Bei höheren Drehzahlen genügt es, das Verfahren immer beim Einschalten eines Stranges anzuwenden und die Winkelauflösung mit einer PLL zu erhöhen. Die Anforderungen an zusätzliche Hardware ist bei diesem Verfahren sehr gering. Allerdings muß der Mikrocontroller für die zusätzliche Interruptbelastung zur Steuerung des Timers und für die notwendigen Berechnungen genügend Reserven haben. Wenn diese Metho-

de bei einem Antrieb eingesetzt wird, der an einer schwankenden Gleichspannung betrieben werden soll, so muß diese als zusätzlicher Parameter bei der Winkelbestimmung berücksichtigt werden.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß eine Vielzahl verschiedener Ansätze zur Bestimmung der Rotorposition bei Antrieben mit GRM existieren. Jede Realisierungsmöglichkeit weist spezifische Vor- und Nachteile auf. Es wird in der Praxis immer eine Abwägung dieser Vor- und Nachteile im Bezug auf die Anforderungen an den Antrieb erforderlich sein, um die optimale Methode herauszufinden. Auch in Zukunft wird die Leistungsfähigkeit der Mikrocontroller noch weiter ansteigen. Daher sind mit Sicherheit die Konzepte am sinnvollsten, die mit einem geringen zusätzlichen Hardwareaufwand auskommen, dafür aber mehr Software und damit Rechenleistung beanspruchen.

Die meisten sensorlosen Konzepte bedürfen noch einer Bewährung in praktischen Anwendungen. So lange werden gerade bei kritischen Antrieben, wie z.B. direkt gekuppelte Traktionsantriebe, die aus dem Stillstand heraus volles Moment bei vorgegebener Stromform liefern müssen, mechanische Positionssensoren Verwendung finden.

9 Realisierung von Antrieben für Elektrofahrzeuge

Um die verschiedenen Steuer- und Regelungsstrategien in der Praxis überprüfen zu können, wurden zwei GRM (Testmaschine 1 und Testmaschine 2) mit zugehöriger Leistungselektronik und Steuerung entworfen und aufgebaut. Außerdem wurde eine Asynchronmaschine mit Käfigläufer (AMK) nach den gleichen Randbedingungen, die für Testmaschine 2 aufgestellt wurden, dimensioniert und aufgebaut, um einen Vergleich beider Motorenkonzepte vornehmen zu können.

Testmaschine 1 ist eine GRM entsprechend der EUROPED-Medium Spezifizierung [Ace94]. Mit dem Antrieb wurde die Drehmomentsteuerung nach **Kapitel 5** in der Praxis erprobt. Daten und Meßergebnisse wurden in [Nic98, Bau98a, Bau98b, Bau98c, Bau99] erläutert. Zur Bestimmung der Rotorlage kommt ein vereinfachter Geber nach **Kap. 8.1.1** zum Einsatz.

Testmaschine 2 ist eine Weiterentwicklung von Testmaschine 1. Beim Aufbau wurden Erfahrungen seitens der Steuerung und der Elektronik berücksichtigt. Es wurden Verbesserungen am Kühlsystem vorgenommen und sowohl die Leistungs- als auch die Steuerelektronik sind integriert in das Motorgehäuse. Als Positionsgeber wird ein Resolver verwendet.

Die AMK verwendet das gleiche Gehäuse mit integrierter Elektronik, sowie einen Resolver. Weitere Angaben und Abbildungen zu den beiden GRM und zur ebenfalls aufgebauten AMK finden sich im Anhang dieser Arbeit.

9.1 Umrichtertopologie

Für beide GRM wurde die gleiche Umrichtertopologie ausgewählt. Jeder Strang wird durch einen Gleichstromsteller für Zweiquadrantenbetrieb mit Spannungsumkehr angesteuert, wie in **Bild 9-2** dargestellt. In [Mil93] werden noch eine Reihe anderer Stromrichterkonzepte erläutert, die mit einer geringeren Anzahl an Leistungshalbleitern auskommen. Sie schränken aber die Flexibilität der Steuerung zum Teil erheblich ein, so daß die Maschinen nicht mehr so hoch ausgenutzt werden können. Für den Aufbau des Umrichters für Testmaschine 1 wurden für jeden Strang zwei Halbbrücken mit je zwei IGBTs und zwei Dioden verwendet, wobei jeweils ein IGBT (S2 und S3), durch eine Verbindung zwischen dem entsprechenden Gate und dem Emitter stillgelegt wurde. **Bild 9-1** zeigt einen so aufgebauten Strang.

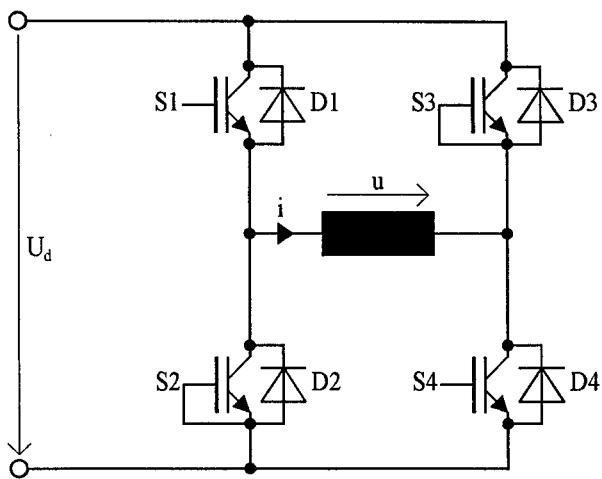


Bild 9-1: Aufbau des Stromrichters durch zwei Halbbrücken pro Strang

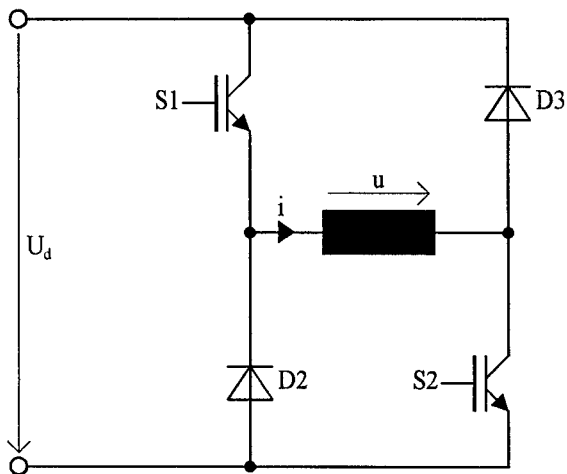


Bild 9-2: Prinzipschaltbild eines Gleichstromstellers für Zweiquadrantenbetrieb mit Spannungsumkehr für einen Strang

Der Aufbau mußte so gewählt werden, da keine Halbbrücken in der benötigten Verschaltung mit der erforderlichen Strom- und Spannungsfestigkeit erhältlich waren. Eine Realisierung mit einzelnen IGBTs und Dioden kam aus Platzgrün-

den nicht in Frage. Der Umrichter für Testmaschine 2 wurde aus den einzelnen Siliziumchips aufgebaut und gebondet, so daß sich für jeden Strang der Aufbau nach **Bild 9-2** ergibt. Dieser Aufbau führte jedoch bei hohen Drehmomenten zu einigen Umrichterausfällen. Untersuchungen ergaben, daß bei sehr hohen Strangströmen Spannungen in inaktive Stränge der GRM induziert werden. Das Vorzeichen dieser Spannungen kann so gerichtet sein, daß an den IGBTs eine negative Kollektor-Emitter-Spannung $U_{CE} < 0$ anliegt. Dadurch werden die IGBTs zerstört. Dieses Phänomen ist bei dem Umrichteraufbau nach **Bild 9-1** nicht aufgetreten, da hier die zu den IGBTs parallel geschalteten Dioden dafür sorgen, daß die Kollektor-Emitter-Spannung auf die Durchlaßspannung der Diode $U_F \approx 0,7\text{ V}$, also $U_{CE} \approx -0,7\text{ V}$ begrenzt wird. Durch den nachträglichen Einbau von je einer parallelen Freilaufdiode pro IGBT in den Umrichter für Testmaschine 2 konnten weitere Ausfälle behoben werden. Es ist nicht erforderlich, daß die eingesetzten Dioden den maximalen Strangstrom verkraften müssen. Es wurden Dioden mit einem Nennstrom von $I_F = 10\text{ A}$ und einer Sperrspannung von $U_R = 600\text{ V}$ verwendet. **Bild 9-3** zeigt den schematischen Umrichteraufbau mit den beiden Freilaufdioden D1 und D4.

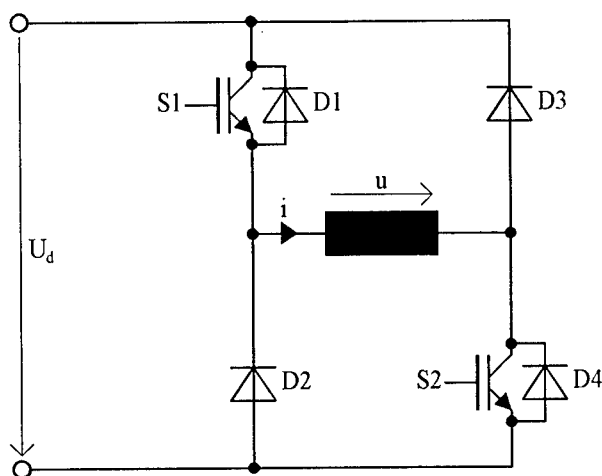


Bild 9-3: Aufbau des Umrichters mit parallelen Freilaufdioden

9.2 Mikrocontrollersteuerung

Zur Realisierung der Antriebssteuerungen wurden Mikrocontroller eingesetzt. Nur so ist eine hohe Flexibilität bei vergleichsweise geringem Hardwareaufwand zu gewährleisten.

9.2.1 Testmaschine 1

Für die Steuerung der Testmaschine 1 wurde eine Plattform aufgebaut, die über zwei Mikrocontroller vom Typ 80C167 (Siemens) verfügt. Der erste Controller wird für die Kommunikation zwischen Motorsteuerung und Fahrzeug über eine CAN-Bus-Schnittstelle eingesetzt. Er ist auch für Überwachungsfunktionen, wie z.B. Einhaltung von Spannungs-, Strom- und Temperaturgrenzen, verantwortlich. Um Zugriff auf Betriebsgrößen zu erhalten, ist ein kleines Meßsystem implementiert, das mit einem normalen Terminalprogramm über eine RS232-Schnittstelle bedient werden kann. Der Datenaustausch beider Mikrocontroller erfolgt über ein paralleles Interface.

Der zweite Controller ist für die eigentliche Steuerung des Antriebes verantwortlich. Er wertet die Signale des vereinfachten Rotorlagegebers (LG) aus und bestimmt daraus den Rotorwinkel und den Drehzahlwert. Mit Hilfe der Drehzahl als Tabellenindex werden die Koeffizienten γ_0 , c_A , c_K , m_A , p und q bestimmt. Über das Sollmoment M_w , das über das parallele Interface eingelesen wird, berechnet der Prozessor die Schaltwinkel γ_A und γ_K sowie den Stromsollwert i_w . Die Schaltwinkel werden fortlaufend mit dem aktuellen Rotorwinkel verglichen und die Stränge der Maschine über digitale Ausgänge entsprechend aktiviert oder deaktiviert. Der Stromsollwert wird über einen PWM-Ausgang mit nachgeschaltetem Tiefpaß als Analogsignal dem diskret aufgebauten Stromregler übergeben. Dieser ist als Zweipunktreger mit Hysterese ausgeführt, wie in **Kap. 6.1.1** beschrieben. **Bild 9-4** zeigt schematisch den Aufbau der Antriebssteuerung. Dabei wurde nur der zweite Mikrocontroller berücksichtigt.



In **Bild 9-5** ist die Struktur der Software dargestellt, die in den zweiten Mikrocontroller implementiert ist. Das als Endlosschleife ausgeführte Hauptprogramm vergleicht fortlaufend die aktuelle Rotorposition mit den Schaltwinkeln und löst das Ein- und Ausschalten der Stränge aus. Es prüft, ob sich der Drehzahlwert oder der Drehmomentsollwert seit dem letzten Durchlauf geändert hat und verzweigt bei Bedarf in das Unterprogramm „NEWPAR“, um neue Schaltwinkel und den Stromsollwert zu berechnen. Die Drehzahlberechnung erfolgt in einer Interrupt-Service-Routine (ISR 1), die durch eine Flanke des Gebersignals (signalisiert die d-Stellung von Strang A) aktiviert wird. In dieser ISR wird auch der Zähler für die Rotorposition und der Timer für die PLL initialisiert. In ISR 2 ist eine PLL realisiert. Diese sorgt für eine höhere Winkelauflösung von $\gamma_{el} = 3^\circ$ bei Drehzahlen über $n = 500 \text{ min}^{-1}$. Die Sonderfunktion des Betriebes bei niedrigen Drehzahlen (s. **Kap. 8.1.1**) ist hier nicht dargestellt. In dieser Betriebsart ist die PLL deaktiviert und der Schaltzustand der Stränge wird unmittelbar aus den Gebersignalen abgeleitet. Das Hauptpro-

gramm benötigt für einen Durchlauf etwa $4 \mu\text{s}$, das Unterprogramm „NEWPAR“ etwa $13 \mu\text{s}$ und die beiden ISR jeweils etwa $1 \mu\text{s}$.

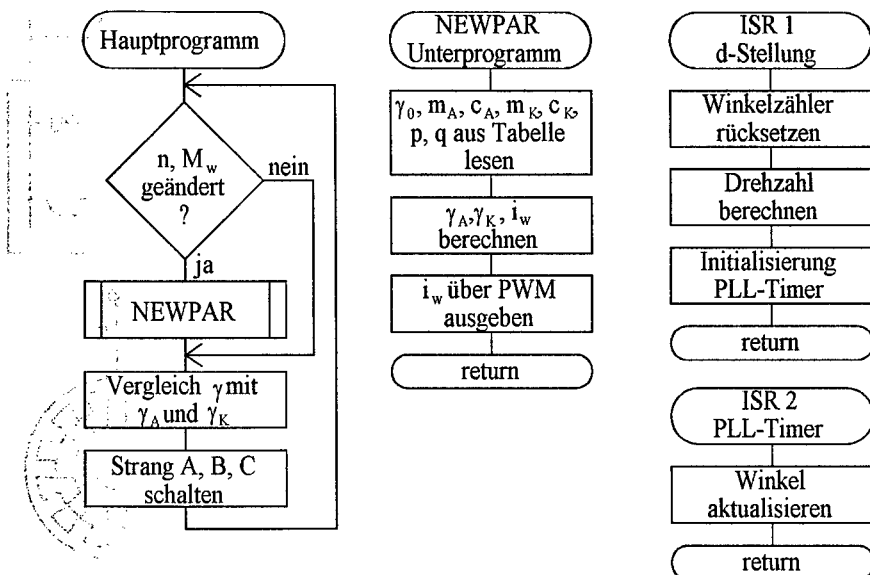


Bild 9-5: Softwarestruktur

Bedingt durch die Laufzeiten der einzelnen Programmteile können Verzögerungen beim Schalten der Stränge auftreten. Das Hauptprogramm verursacht einen maximalen Winkelfehler bei $n_{\max} = 9000 \text{ min}^{-1}$ von etwa $\gamma_{el} = 1,7^\circ$, das Unterprogramm „NEWPAR“ $\gamma_{el} = 5,6^\circ$. Da die Winkelauflösung $\gamma_{el} = 3^\circ$ beträgt, ist die Laufzeit des Hauptprogrammes unkritisch. Das Unterprogramm wird nur dann aufgerufen, wenn sich der Drehzahlwert oder das Sollmoment geändert hat, und verursacht nur dann einen Winkelfehler, wenn während der Parameterberechnung ein Schaltvorgang notwendig wird.

9.2.2 Testmaschine 2

Für die Steuerung von Testmaschine 2 wurde eine neue Plattform aufgebaut. Auch hier kam ein Zweiprozessorsystem zum Einsatz, bestehend aus einem 80C167 Mikrocontroller und einem DSP vom Typ TMS320CS240. Die Besonderheit des DSP ist, daß, ähnlich wie bei Mikrocontrollern, eine Auswahl an

Peripherieeinheiten integriert ist. Wie bei der Steuerung für Testmaschine 1 wird der Mikrocontroller für Kommunikation, Mess- und Überwachungsfunktionen eingesetzt. Der DSP übernimmt die eigentliche Motorsteuerung. Beide Prozessoren können über ein Dual-ported-RAM (DPR) Daten austauschen. Die Rotorposition wird bei dieser Steuerung über einen Resolver ermittelt, der später durch einen Leiterplattenresolver ersetzt werden soll. Die analogen Ausgangssignale des Resolvers werden über einen Auswertechip mit einer Auflösung von 12 *bit* für eine mechanische Umdrehung digitalisiert. Der DSP kann zur Initialisierung über eine serielle Schnittstelle die absolute Position auslesen. Im Betrieb stellt der Auswertechip zwei um 90° versetzte Rechtecksignale, vergleichbar mit einem Inkrementalgeber, zur Verfügung. Diese Signale steuern einen Timer im DSP, der dadurch die absolute Rotorposition widerspiegelt. Das Ein- und Ausschalten der Stränge kann auf diese Weise mit sehr geringem Softwareaufwand durch die ebenfalls in den DSP integrierte Compare-Einheit erfolgen. Dabei wird fortlaufend die absolute Rotorposition mit dem Inhalt eines Compare-Registers (enthält einen Schaltwinkel) verglichen. Bei Übereinstimmung wird eine ISR aufgerufen, die dann den entsprechenden Strang aktiviert oder deaktiviert. Die Schaltwinkel werden entsprechend dem in **Kapitel 5** beschriebenen Verfahren ermittelt. Es wurde die Variante mit Einschaltparabeln und Kommutierungsgeraden gewählt. Da die Motorsteuerung zu jedem Zeitpunkt Zugriff auf die absolute Rotorposition hat, wurde eine winkelabhängige Beeinflussung der Stromform nach **Kapitel 7** realisiert. Der momentane Stromsollwert wird aus der Stromform, die als Faktor in einer Tabelle abgelegt ist, und dem aus p und q berechneten i_w für jeden Strang getrennt ermittelt und den Stromreglern zugeführt. Die Stromregler der einzelnen Stränge sind als lineare Regler nach **Kap. 6.2** ausgeführt und auf den Einsatz in Zusammenhang mit einer GRM optimiert, wie in **Kap. 6.3** beschrieben. Die Regler wurden auch mit in den DSP integriert und tragen so zur Senkung des Hardwareaufwands bei. Der Umrichters wird über die ebenfalls im DSP enthaltene PWM-Einheit angesteuert. Um einen stetigen Übergang zwischen Motor- und Generatorbetrieb nach **Kap. 6.3.5** zu realisieren, werden die Ausgangssignale der PWM in einem programmierbaren Logikbaustein PLD aufbereitet. **Bild 9-6** zeigt den schematischen Aufbau der Steuerung.

Darstellung enthalten. Die drei ISR A, B und C werden durch die Compare-Einheiten des DSP aktiviert und sind für das Ein- und Ausschalten der Stränge verantwortlich. Auf den ersten Blick erscheint die Aktualisierung der Schaltwinkel γ_A , γ_K und des Stromsollwertes i_w in einem Zeitraster von 10 ms als langsam im Vergleich zur Regelungsstruktur für Testmaschine 1 (**Bild 9-5**). In die Berechnung dieser Parameter gehen jedoch nur die zwei mechanischen Größen Drehzahlwert und Drehmomentsollwert ein. Der Drehmomentsollwert wird durch den übergeordneten Mikrocontroller ebenfalls nur alle 10 ms an die Steuerung übergeben und der Drehzahlwert des Antriebs ist aufgrund der Massenträgheit des gesamten Antriebsstranges keinen so starken Schwankungen unterworfen, so daß dieses Verfahren selbst bei sehr dynamischen Vorgängen, wie z.B. dem plötzlichen Durchdrehen der Antriebsräder, sehr gute Eigenschaften aufweist.

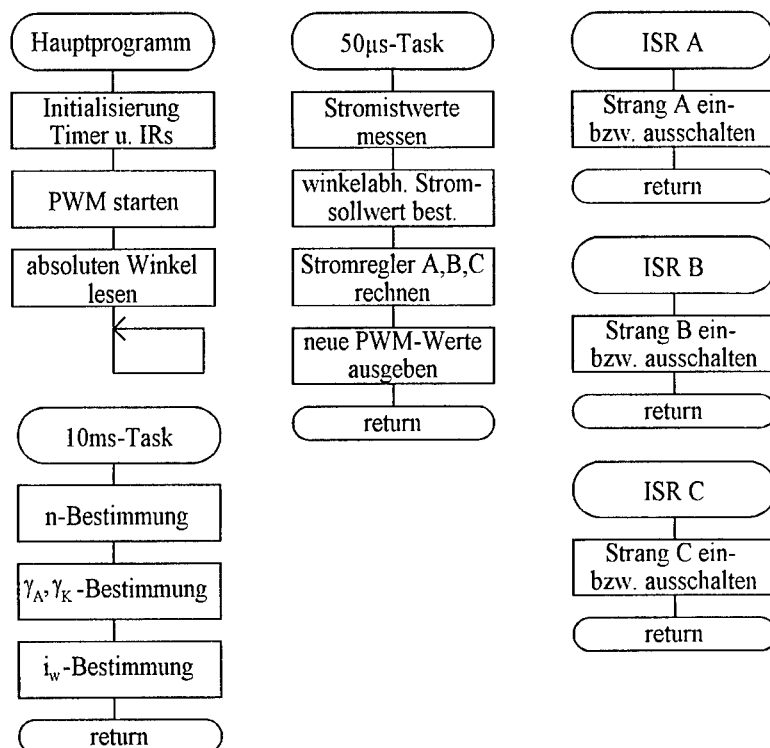


Bild 9-7: Softwarestruktur

Der Zeitbedarf der einzelnen Programmteile beträgt etwa $30\ \mu\text{s}$ für die $50\ \mu\text{s}$ -Zeitscheibe, $25\ \mu\text{s}$ für die $10\ \text{ms}$ -Zeitscheibe und jeweils $1\ \mu\text{s}$ für die $1\ \text{ms}$ -Zeitscheibe und die ISR. Winkelfehler beim Schalten der Stränge können durch die Rechenzeiten nicht entstehen, da den drei ISR die höchste Priorität zugeordnet ist, und diese somit Vorrang haben. Die $50\ \mu\text{s}$ -Zeitscheibe liegt eine Prioritätsstufe niedriger, da sich größere Zeitverzögerungen bei den Stromreglern negativ auf die Stromwelligkeit auswirken würden. Hingegen sind Verzögerungen im Bereich von $1\ \mu\text{s}$, wie sie durch die ISR verursacht werden, unkritisch. Die beiden langsamen Zeitscheiben liegen noch tiefer in der Priorität.

9.2.3 Asynchronmaschine

Bei der Entwicklung der Plattform wurde Wert auf hohe Flexibilität gelegt. So ist es möglich, durch Austausch des PLD und Einspielen einer anderen Software mit der Hardware eine feldorientierte Regelung für die AMK zu realisieren. Auch die Leistungsteile können nach geringer Modifikation gegeneinander ausgetauscht werden. Durch Einsetzen einer Kurzschlußbrücke anstelle des Stranges in die Anordnung der Leistungshalbleiter nach **Bild 9-2** erhält man eine Halbbrücke eines Pulswechselrichters. Die Kurzschlußbrücke dient als Phasenanschluß für die AMK. **Bild 9-8** zeigt eine so modifizierte Halbbrücke des Wechselrichters.

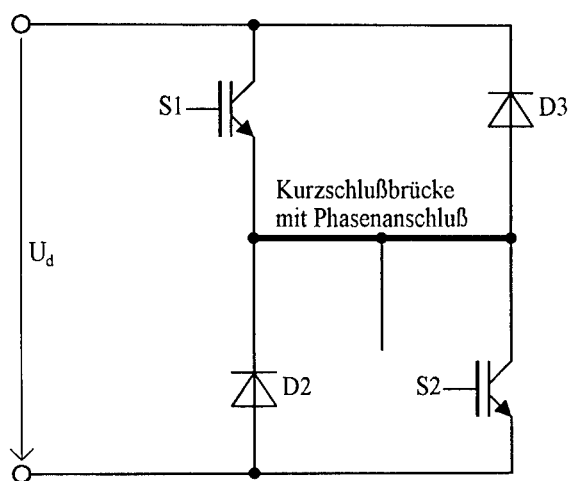


Bild 9-8: Umkonfigurierung des Umrichters für GRM zur Halbbrücke eines Pulswechselrichters für AMK

Es müssen lediglich die für den Betrieb mit der GRM notwendig gewordenen Dioden D1 und D4 nach **Bild 9-3** vor der Verwendung als Pulswechselrichter entfernt werden, da diese nur für kleine Ströme ausgelegt sind.

10 Messungen an Testmaschine 2

Testmaschine 1 und 2 wurden auf einem Prüfstand vermessen, um Aussagen über die Genauigkeit der beiden Simulationsmodelle (**Kapitel 3** und **4**), der Drehmomentsteuerung (**Kapitel 5**) und der Stromregelverfahren (**Kapitel 6**) machen zu können. Die Meßergebnisse von Testmaschine 1, die mit einem Hystereseregler ausgestattet ist, wurden bereits in [Nic98] dokumentiert. Daher soll in dieser Arbeit auf die Messungen an Testmaschine 2 eingegangen werden, die mit einem linearen Stromregler nach **Kap. 6.2** und **6.3** arbeitet. Um die Leistungsfähigkeit einer GRM im Vergleich mit einer AMK beurteilen zu können, wurden Vergleichsmessungen in Bezug auf Maximalleistung, Dauerleistung und Wirkungsgrad für Testmaschine 2 und die AMK durchgeführt. Ein direkter Vergleich ist hier möglich, da beide Maschinen nach den gleichen Randbedingungen ausgelegt wurden.

Zur Aufzeichnung der elektrischen und mechanischen Größen wurde ein Transientenrecorder vom Typ „Nicolet Data Acquisition System 500“ eingesetzt. Die Sensorik setzt sich zusammen aus Stromwandlern der Fa. LEM für Ströme, aktiven Spannungstastköpfen der Fa. Gould für Spannungen und einer Drehmomentmeßwelle der Fa. Vibrometer für Drehzahl und Drehmoment. Temperaturen wurden mit Thermoelementen (Typ K) über ein Multimeter mit Multiplexer der Fa. Keithley aufgenommen. Genaue Daten zur Meßumgebung befinden sich im Anhang.

Für alle Messungen wurde eine konstante Gleichspannung von

$$U_d = 215 V$$

gewählt. Die Kühlung wurde auf eine Durchflußmenge von

$$\dot{V} = 500 \text{ l/h}$$

bei einer Vorlauftemperatur von

$$T_V = 70^\circ C \pm 2^\circ C$$

eingestellt.

10.1 Vergleich berechneter und gemessener Strangstromverläufe

Um die Genauigkeit des Simulationsmodells zu überprüfen, werden in diesem Abschnitt für einige Betriebspunkte die berechneten mit den gemessenen Strangstromverläufen verglichen. Zur Berechnung der Strangstromverläufe wurde das in **Kapitel 3** beschriebene Modell verwendet, mit dem Stromregelverfahren nach **Kap. 6.2** und **6.3**. **Bild 10-1** zeigt oben die drei gemessenen Strangströme und unten einen berechneten Strangstrom für einen Betriebspunkt von $n = 100 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 30 \text{ Nm}$. Es wurde eine Stromform für gutes Geräuschverhalten nach **Kap. 7.1** vorgegeben. Die Winkelangaben der Ordinate beziehen sich auf Strang A. Berechnete und gemessene Stromverläufe sind praktisch deckungsgleich.

Bild 10-2 zeigt die Stromverläufe für einen Betriebspunkt von $n = 100 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 110 \text{ Nm}$ ebenfalls mit einer geräuschoptimierten Stromform. Auch hier ist die Übereinstimmung von Messung und Rechnung sehr gut.

In **Bild 10-3** sind die Stromverläufe für einen Betriebspunkt von $n = 100 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 40 \text{ Nm}$ dargestellt. Als Stromform wurde eine auf glatten Drehmomentverlauf optimierte Form nach **Kap. 7.2** vorgegeben. Auch bei diesen großen Sollwertänderungen zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Vorgabe und Stromistwert.

Bild 10-4 stellt für einen Betriebspunkt von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 110 \text{ Nm}$ die Verläufe der Strangströme dar mit Stromformoptimierung auf Geräusch nach **Kap. 7.1**. Wenn der Stromsollwert nach dem Einschaltwinkel erreicht ist, zeigt sich eine gute Übereinstimmung zwischen Soll- und Istwert. Lediglich beim Einschalten der Stränge sind leichte Unterschiede zwischen Vorgabe und Istwert erkennbar. Auch die drei gemessenen Stromverläufe sind nicht deckungsgleich. Diese Differenzen entstehen durch die Kombination der beiden asynchronen Vorgänge des Ein- und Ausschaltens (γ_A und γ_K) der Stränge und der Taktfrequenz der PWM, die auch den Stromregler triggert. In der Simulation wird nur eine elektrische Periode für einen Strang der Maschine gerechnet, daher kann diese Abweichung dort nicht beobachtet werden. **Bild 10-4** stellt nur eine Momentaufnahme des Betriebs dar. Bei kontinuierlicher Beobachtung der Strangströme mit einem Oszilloskop ist zu erkennen, daß die Verläufe zwischen dem in **Bild 10-4** gezeigten i_A und i_C liegen.

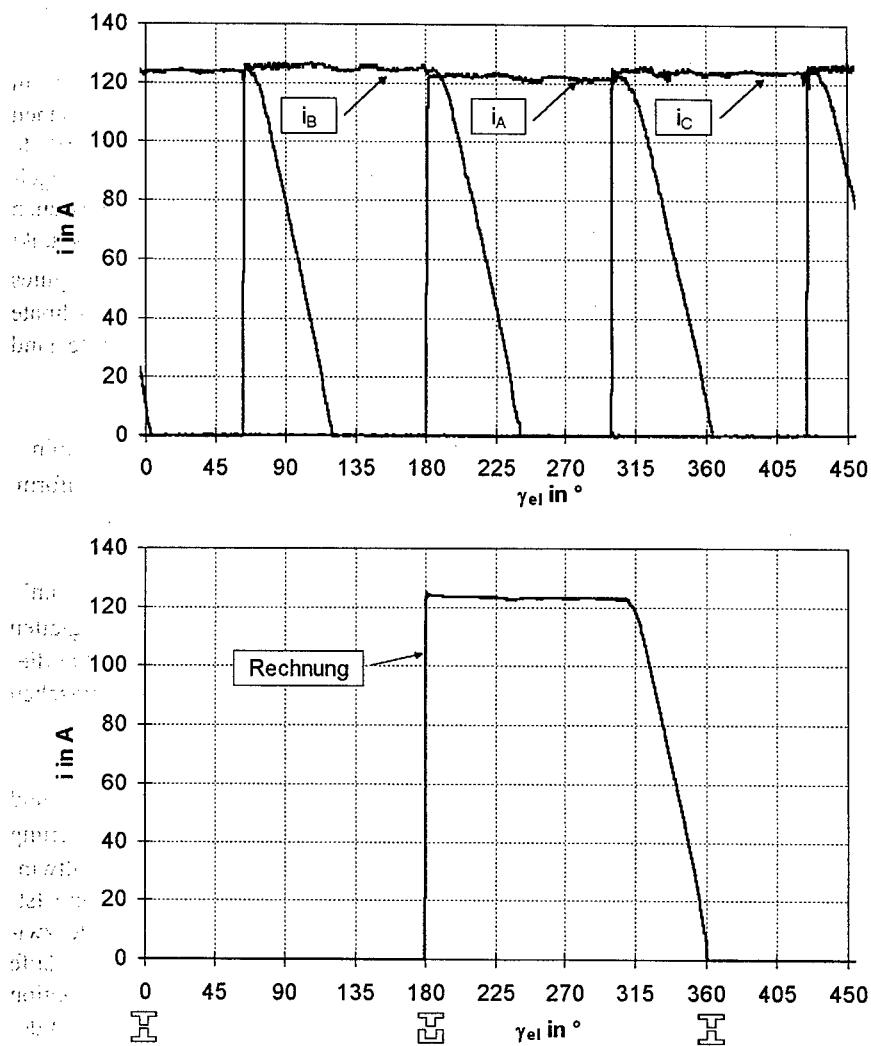


Bild 10-1: Gemessener und berechneter Strangstromverlauf bei $n = 100 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 30 \text{ Nm}$

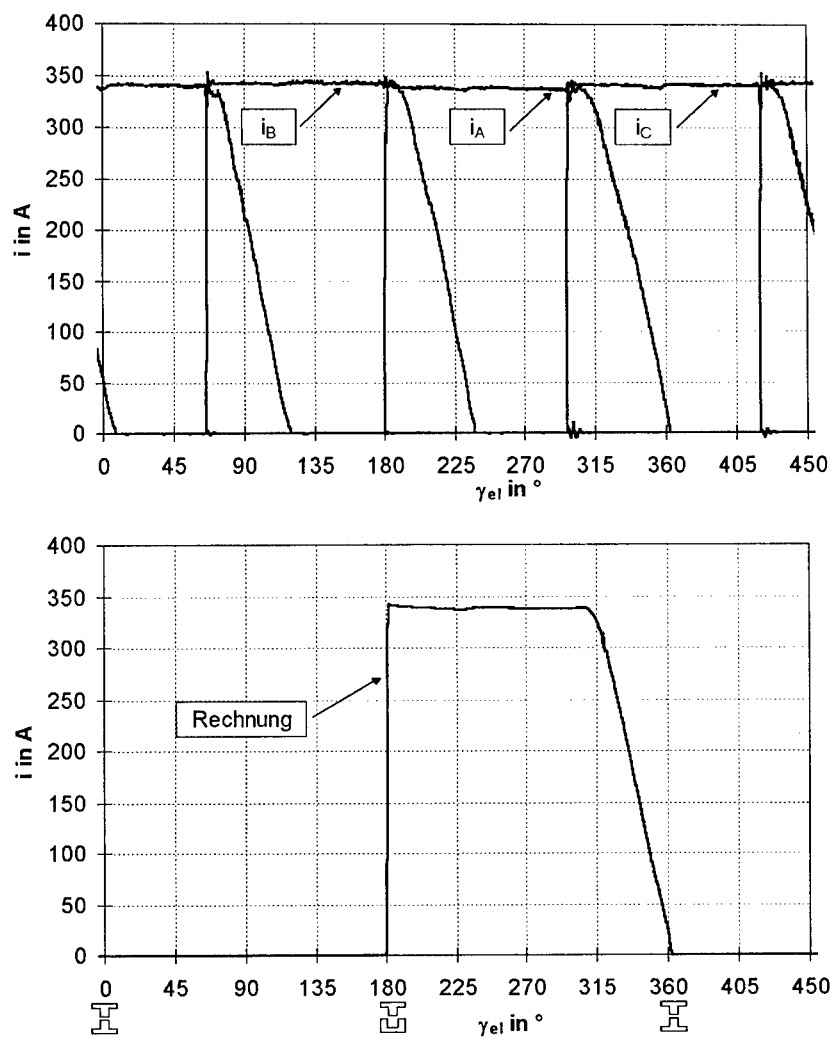


Bild 10-2: Gemessener und berechneter Strangstromverlauf bei
 $n = 100 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 110 \text{ Nm}$

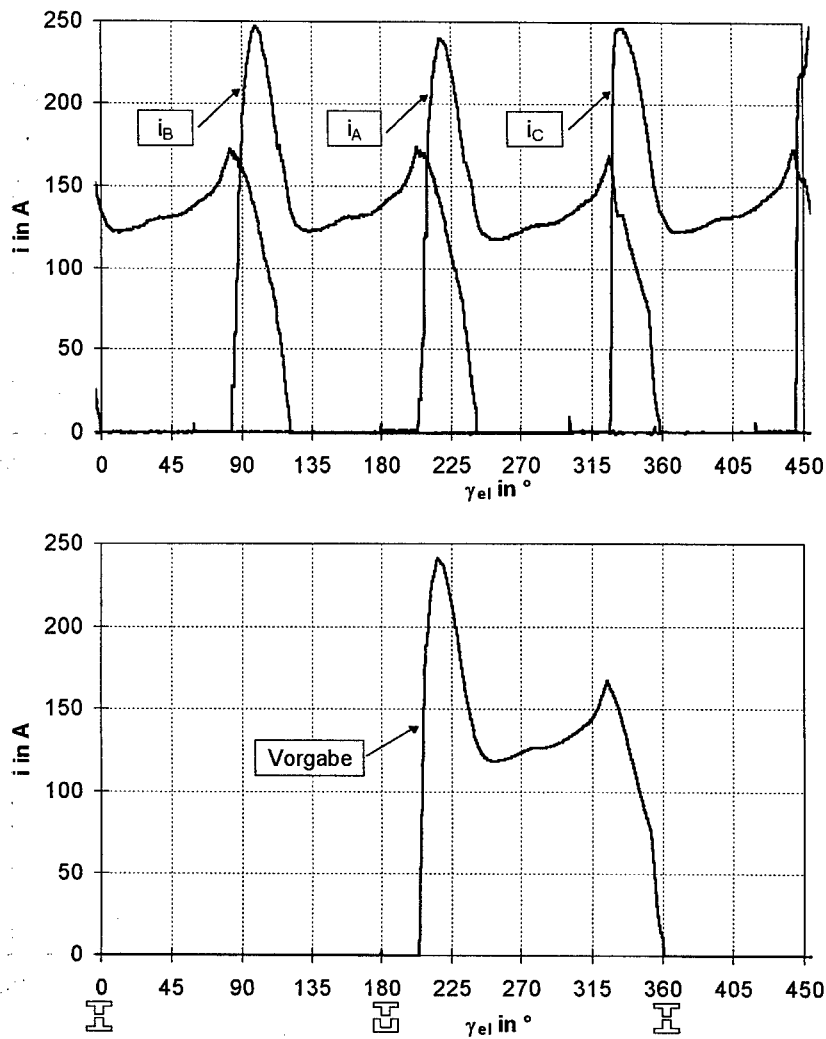


Bild 10-3: Gemessener und berechneter Strangstromverlauf bei $n = 100 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 40 \text{ Nm}$ mit optimierter Stromform für ein glattes Gesamtmoment

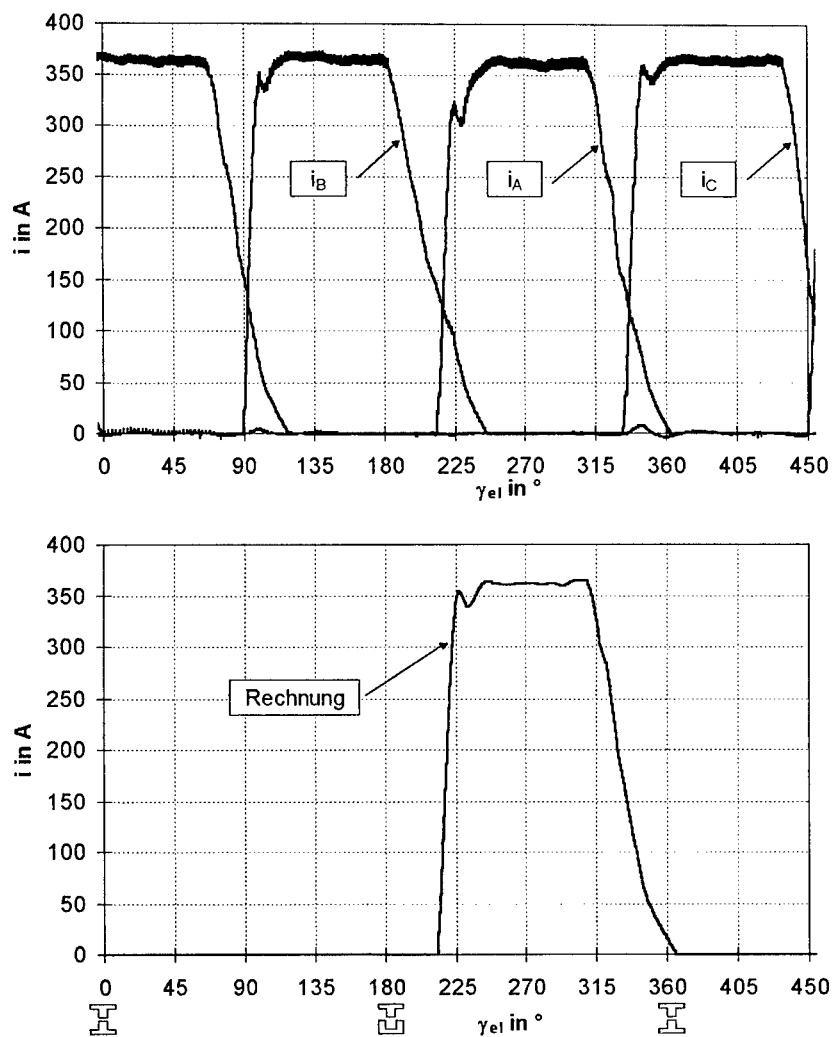


Bild 10-4: Gemessener und berechneter Strangstromverlauf bei
 $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 110 \text{ Nm}$

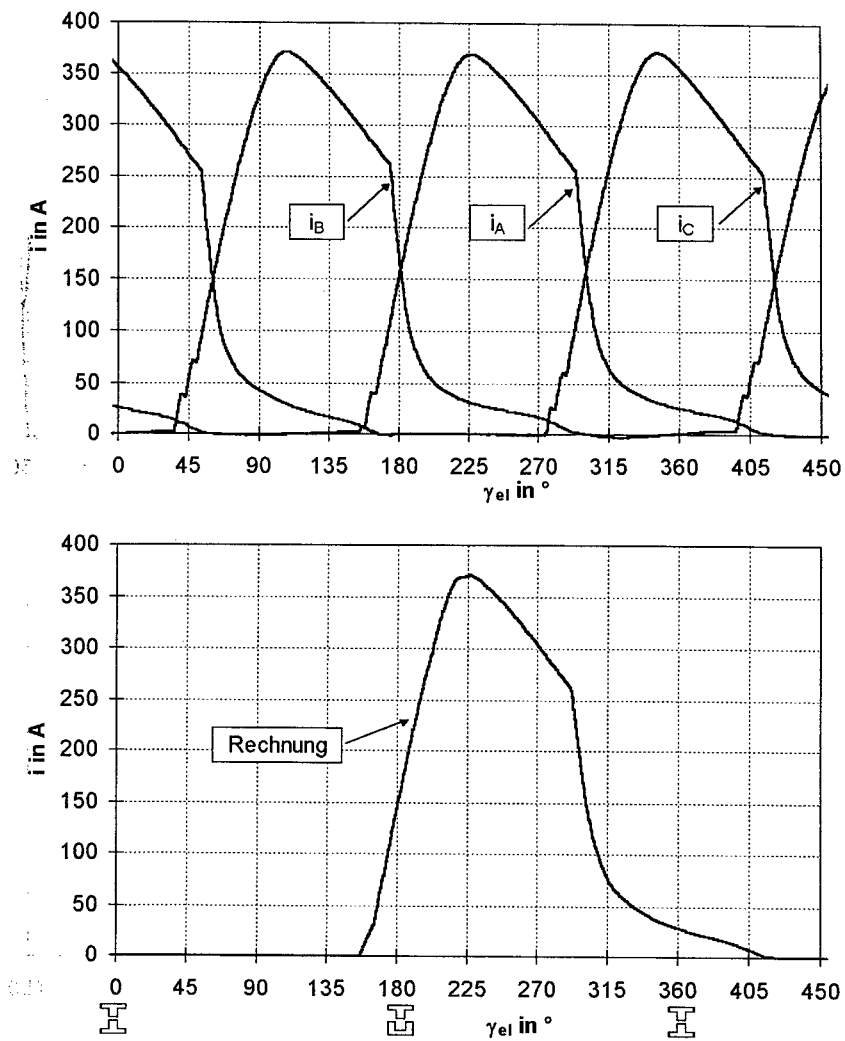


Bild 10-5: Gemessener und berechneter Strangstromverlauf bei
 $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 80 \text{ Nm}$

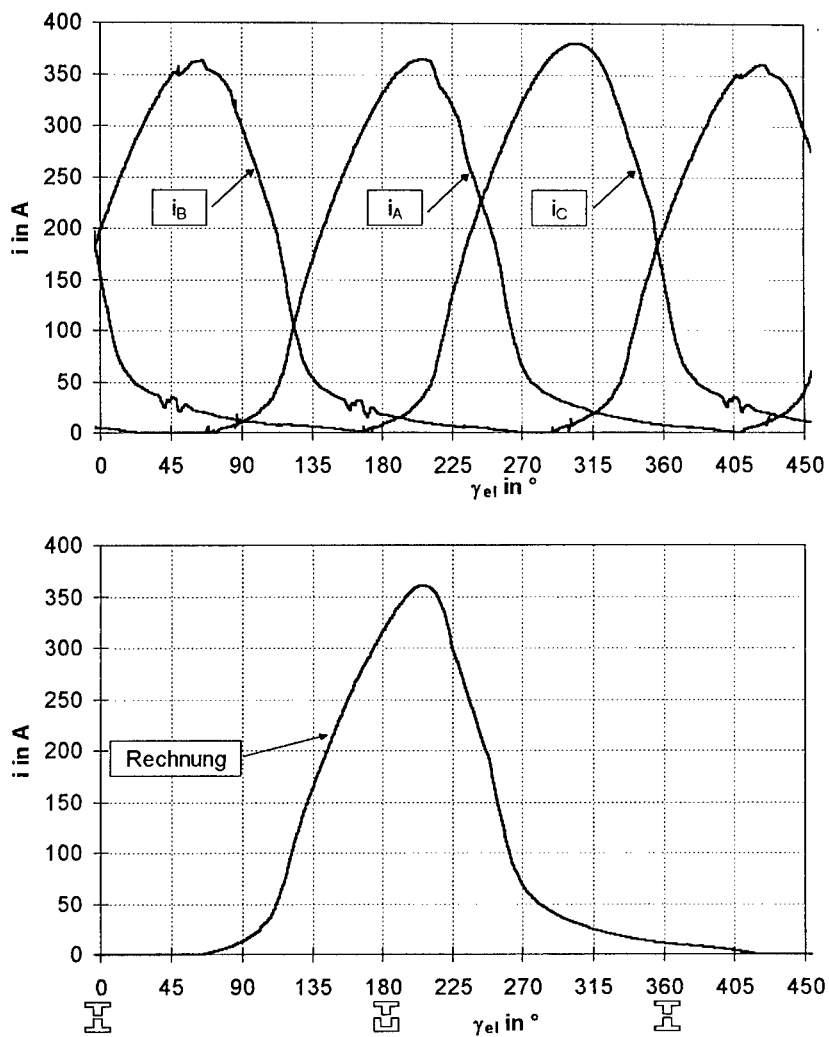


Bild 10-6: Gemessener und berechneter Strangstromverlauf bei
 $n = 15000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 30 \text{ Nm}$

In **Bild 10-5** sind die Strangströme für eine Drehzahl von $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 80 \text{ Nm}$ dargestellt. Auch hier zeigen die Verläufe eine gute Überein-

stimmung. Nur unmittelbar nach dem Einschalten des Stranges sind Unterschiede zwischen Messung und Rechnung zu erkennen. Bei den gemessenen Strömen ist das Schalten der PWM erkennbar, wohingegen der berechnete Strangstrom in diesem Bereich lediglich einen etwas flacheren Anstieg aufweist. Der Grund dafür ist, daß das Berechnungsprogramm den mit Hilfe des Stromreglers bestimmten PWM-Wert in eine Spannung umrechnet. Diese wird dann als angelegte Strangspannung für die weiteren Berechnungsschritte zugrunde gelegt. Die Schaltvorgänge der PWM sind daher in den berechneten Stromverläufen nicht erkennbar. Die Genauigkeit der Berechnung leidet unter dieser Vorgehensweise jedoch nicht. Um die Schaltvorgänge der PWM exakt in der Berechnung nachzubilden, wäre eine kleinere Schrittweite notwendig, die wiederum eine längere Rechenzeit zur Folge hat.

Bild 10-6 zeigt die Stromverläufe für $n = 15000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 30 \text{ Nm}$. Es zeigt sich ebenfalls eine recht gute Übereinstimmung. Die Schwankungen der drei gemessenen Strangströme können wiederum auf das asynchrone Verhalten von PWM und γ_A bzw. γ_K zurückgeführt werden, vgl. **Kap. 6.3.4**.

Die Genauigkeit, mit der die Strangstromverläufe simuliert werden, wirkt sich unmittelbar auf das berechnete Drehmoment und damit auf die Bestimmung der Steuerparameter γ_A , γ_K und i_w aus.

10.2 Vergleich Soll- Istmoment

Die GRM wird mit der in **Kapitel 5** beschriebenen Drehmomentsteuerung betrieben. Diese arbeitet mit den drehzahlabhängigen Koeffizienten γ_0 , c_A , c_K und m_A , die wiederum aus den Ergebnissen des Berechnungsprogrammes generiert werden. Über einen Vergleich des Drehmomentsollwertes M_w mit dem an der Welle gemessenen Drehmomentistwert M_{Welle} kann eine Beurteilung dieser Steuerung erfolgen. **Bild 10-7** zeigt für einige Werte von M_w die Wellenmomente über den Betriebsbereich der GRM.

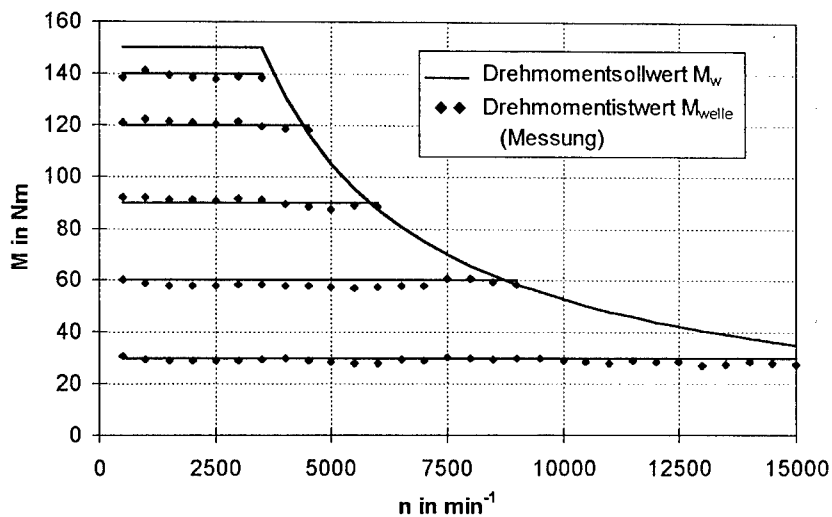


Bild 10-7: Vergleich von Drehmomentsollwert M_w und Drehmomentistwert M_{welle} an Testmaschine 2

Es ist über den ganzen Betriebsbereich eine gute Übereinstimmung zu erkennen. Als schwierig erwies sich der Drehzahlbereich zwischen $n = 5000 \text{ min}^{-1}$ und $n = 7500 \text{ min}^{-1}$, da hier der Übergang zwischen dem gepulsten und dem Blockbetrieb erfolgt. Der Antrieb reagiert in diesem Bereich besonders empfindlich auf eine Veränderung der Steuerparameter. Bei Drehzahlen über $n = 10000 \text{ min}^{-1}$ verursachen die Eisenverluste, die im Rechenmodell nicht berücksichtigt werden, immer stärkere Abweichungen des Drehmomentsollwertes vom gemessenen Wellenmoment. Für die Steuereffizienten, die den in **Bild 10-7** dargestellten Meßwerten zu Grunde liegen, wurden die Eisenverluste durch einen Aufschlag auf das Sollmoment bei der Bestimmung dieser Koeffizienten berücksichtigt.

10.3 Grenzkennlinien

In **Bild 10-8** sind die elektrisch (Stromrichter) und die thermisch (Maschine) bedingten Betriebsgrenzen der GRM dargestellt. Dabei wird das Maximalmoment im gepulsten Betrieb (bis $n = 5000 \text{ min}^{-1}$) durch den Maximalstrom des

Stromrichters bestimmt, im Blockbetrieb ist die Gleichspannung der begrenzen-
 Parameter. Aufgrund der Gegenspannung des Stranges kann der Strang-
 strom nicht weiter ansteigen. Bei der Bestimmung der Parameter γ_A , γ_K und i_w
 im Drehzahlbereich über $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ wurde auf geringe Kupferverluste op-
 timiert, was durch relativ schmale Bestromungspulse realisiert werden kann.
 Die Differenz zwischen Ein- und Ausschaltwinkel ist hier kleiner als
 $\gamma_{el} = 180^\circ$. Um Schwierigkeiten beim Anfahren, besonders bei einem Dreh-
 richtungswechsel, zu vermeiden, ist es jedoch sinnvoll, die Schaltwinkel bei
 sehr niedrigen Drehzahlen $n \leq 500 \text{ min}^{-1}$ auf $\gamma_A = 180^\circ$ und $\gamma_K = 360^\circ$ fest-
 zulegen, was allerdings höhere Kupferverluste zur Folge hat. Zwischen
 $n = 500 \text{ min}^{-1}$ und $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ werden die Schaltwinkel dann auf die verlu-
 stoptimierten Werte zurückgeführt. Aus diesem Grund sinkt das Dauermoment
 im Bereich unter $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ ab.

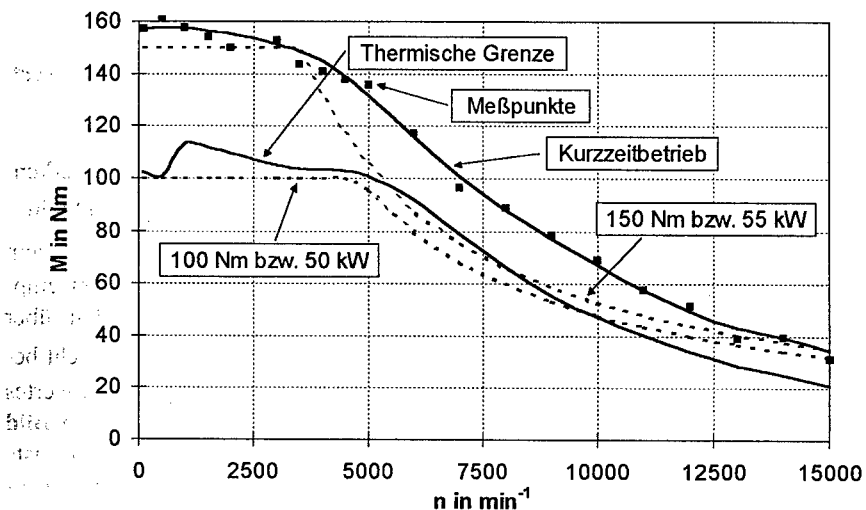


Bild 10-8: Grenzkennlinien Testmaschine 2

Die Bestimmung der thermischen Betriebsgrenze erfolgte unter Berücksichtigung der Temperaturen in den Wicklungen. Die Wicklungsisolation ist für eine Maximaltemperatur von $T = 180^\circ \text{C}$ (Klasse H) ausgelegt. Aufgrund der niedrigen Lebensdauieranforderung eines Fahrzeugantriebes von lediglich 5000 Stun-

den kann nach Angaben des Drahtherstellers die Wicklung bis zu einer Maximaltemperatur von $T = 200^\circ \text{C}$ betrieben werden. Dieser Wert diene auch als Randbedingung für die Messung der thermischen Betriebsgrenze. Dabei wurde der Antrieb jeweils eine Stunde im jeweiligen Betriebspunkt betrieben. Die maximale Dauerleistung wird im Bereich zwischen $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $n = 7000 \text{ min}^{-1}$ erreicht. Die Maschine kann hier eine mechanische Leistung von $P_{\text{Welle}} = 57,9 \text{ kW}$ abgeben. Für den Kurzzeitbetrieb ist neben den aufgenommenen Meßpunkten der angenäherte Verlauf der Maximalkennlinie eingezeichnet.

10.4 Wirkungsgrad

Innerhalb des in **Bild 10-8** gezeigten Betriebsbereich wurden Wirkungsgradkennfelder von Testmaschine 2 für den Motor, den Stromrichter und den gesamten Antrieb ermittelt. Neben den oben genannten Bedingungen wurde bei der Messung die Wicklungstemperatur in einem Bereich von $100^\circ \text{C} \dots 120^\circ \text{C}$ gehalten, um konstante Meßbedingungen zu schaffen.

10.4.1 Motorwirkungsgrad

Der Wirkungsgrad η_{Mot} des Motors berechnet sich aus der elektrischen Eingangsleistung P_{el} und der mechanischen Ausgangsleistung P_{Welle} des Motors

$$\eta_{\text{Mot}} = \frac{P_{\text{Welle}}}{P_{\text{el}}} \quad (10-1)$$

Die elektrische Eingangsleistung setzt sich zusammen aus den drei Strangleistungen

$$P_{\text{el}} = P_A + P_B + P_C \quad (10-2)$$

Bild 10-9 stellt den Motorwirkungsgrad im gesamten Betriebsbereich dar. Der maximale Wirkungsgrad des Motors wird bei $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 65 \text{ Nm}$ erreicht und beträgt $\eta_{\text{Mot}} = 93,6\%$. Über einen weiten Drehzahl-Drehmoment-Bereich werden Wirkungsgrade von über 90% erzielt.

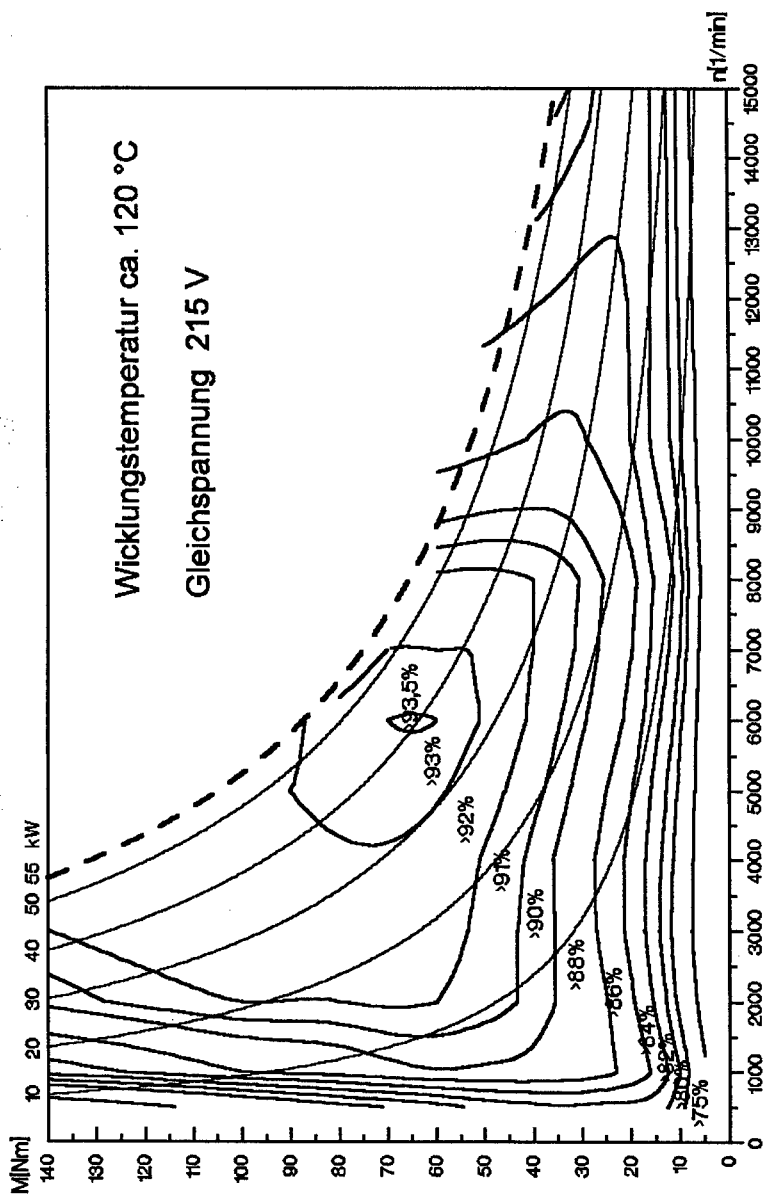


Bild 10-9: Wirkungsgradkennfeld des Motors (Testmaschine 2)

10.4.2 Stromrichterwirkungsgrad

Der Wirkungsgrad η_{SR} des Stromrichters errechnet sich aus der zugeführten Wirkleistung im Zwischenkreis P_d und der Ausgangsleistung P_{el}

$$\eta_{SR} = \frac{P_{el}}{P_d} \quad (10-3)$$

In **Bild 10-10** sind die Wirkungsgrade des Stromrichters über den Betriebsbereich dargestellt.

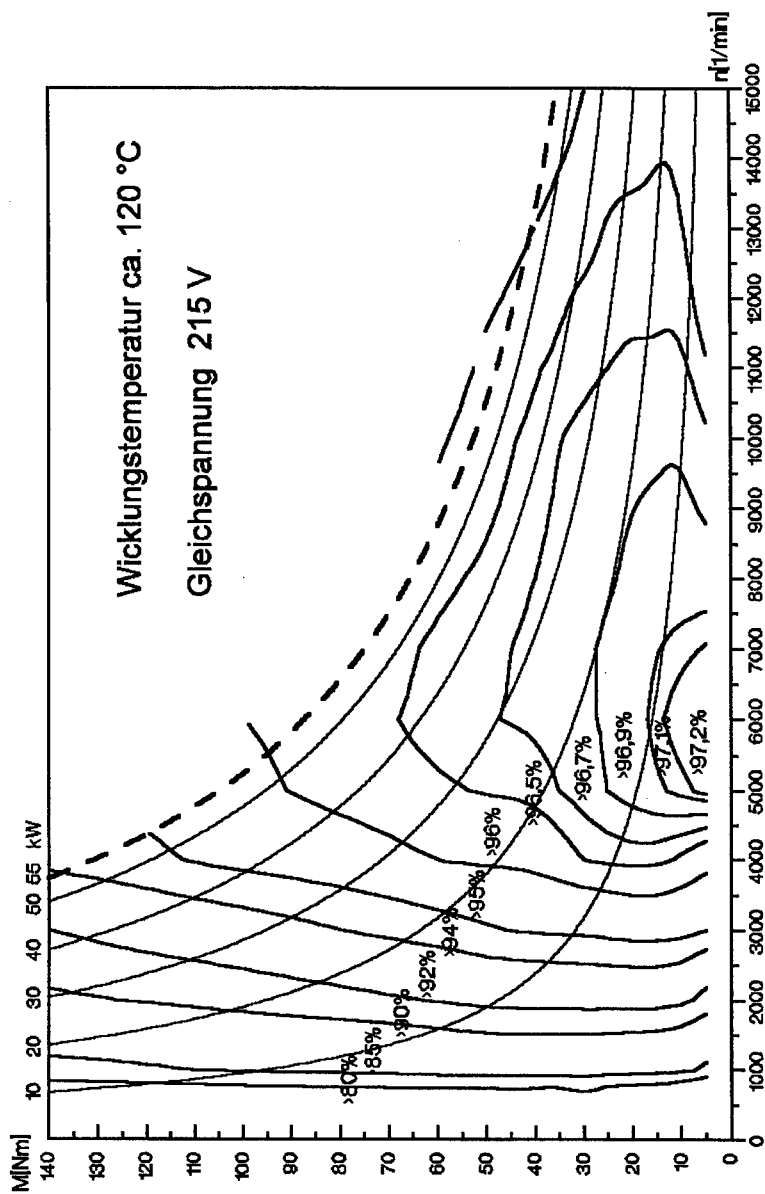


Bild 10-10: Wirkungsgradkennfeld des Stromrichters (Testmaschine 2)

10.4.3 Antriebswirkungsgrad

Der Wirkungsgrad des gesamten Antriebs η_{Ges} wird aus der zugeführten Zwischenkreisleistung und der mechanischen Ausgangsleistung bestimmt

$$\eta_{Ges} = \frac{P_{Welle}}{P_d} \quad (10-4)$$

Bild 10-11 zeigt das Wirkungsgradkennfeld des Antriebs. Der maximale Wirkungsgrad wird bei einer Drehzahl von $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{Welle} = 60 \text{ Nm}$ erreicht und beträgt $\eta_{Ges} = 90,3\%$. Der Wirkungsgrad ist für einen Antrieb mit den vorgegebenen Randbedingungen als sehr gut zu bezeichnen. Speziell für den Einsatz als Traktionsantrieb ist es wichtig, daß nicht nur der Maximalwert des Wirkungsgrades einen sehr hohen Wert hat, sondern daß vor allem im Teillastbereich schon gute Wirkungsgrade erzielt werden.

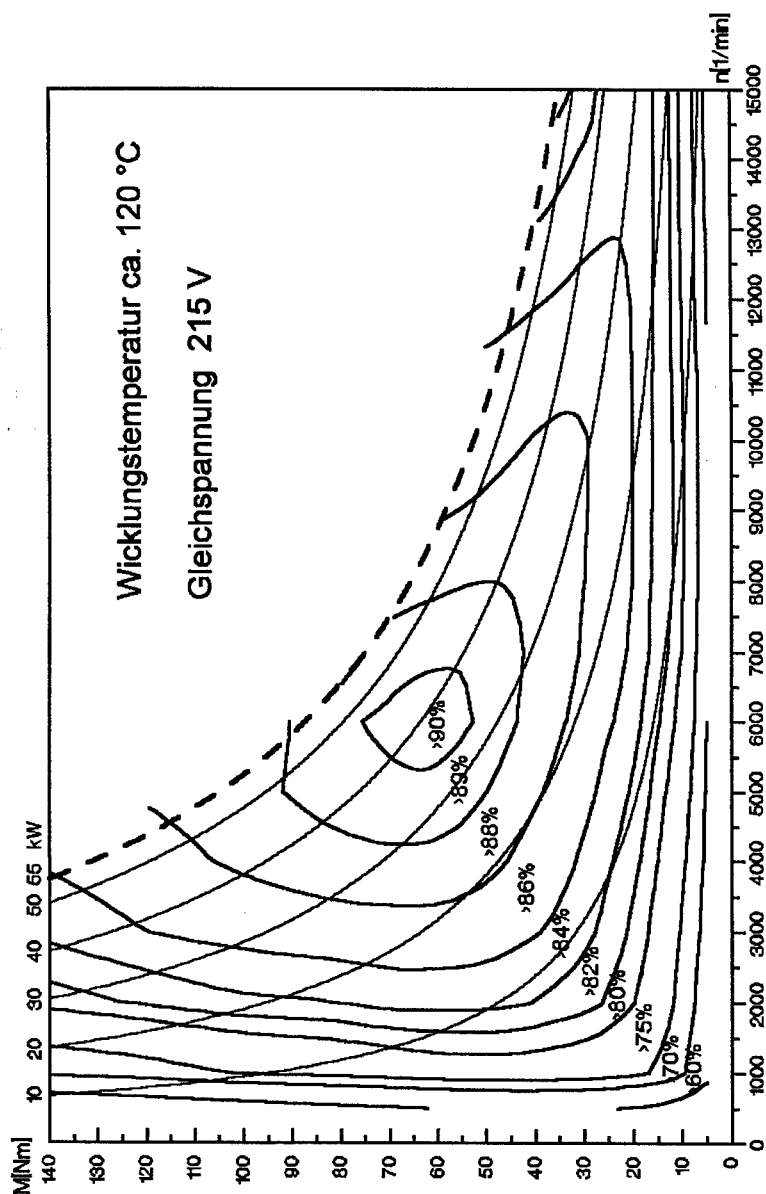


Bild 10-11: Wirkungsgradkennfeld des Gesamtantriebs (Testmaschine 2)

10.5 Ermittlung der Verlustkomponenten

Die Verluste des Motors P_{VMot} setzen sich aus Kupfer- P_{VCu} , Reibungs- P_{VR} und Eisenverlusten P_{VFe} zusammen.

$$P_{VMot} = P_{VCu} + P_{VR} + P_{VFe} \quad (10-5)$$

Zur genaueren Untersuchung des thermischen Verhaltens des Motors ist eine Aufspaltung in diese drei Komponenten notwendig.

10.5.1 Bestimmung der Verluste im Betriebsbereich

Bild 10-12 zeigt die Motorverluste. Die Verlustleistung des Motors wird durch die aufgenommene elektrische Leistung und die abgegebene mechanische Leistung bestimmt

$$P_{VMot} = P_{el} - P_{Welle} \quad (10-6)$$

Die Kupferverluste können aus den Effektivwerten der Strangströme und dem temperaturabhängigen Wicklungswiderstand errechnet werden.

$$P_{VCu} = I_{Arms}^2 \cdot R + I_{Brms}^2 \cdot R + I_{Crms}^2 \cdot R \quad (10-7)$$

Der temperaturabhängige Wicklungswiderstand R kann aus dem Widerstand R_{20} bei $20^\circ C$ und der Temperaturdifferenz ΔT bestimmt werden.

$$R = R_{20} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad (10-8)$$

Der Temperaturkoeffizient α des elektrischen Widerstandes beträgt für Kupfer

$$\alpha = 3,9 \cdot 10^{-3} \frac{1}{K}$$

Die so berechneten Kupferverluste des Motors sind in **Bild 10-13** über den Betriebsbereich dargestellt.

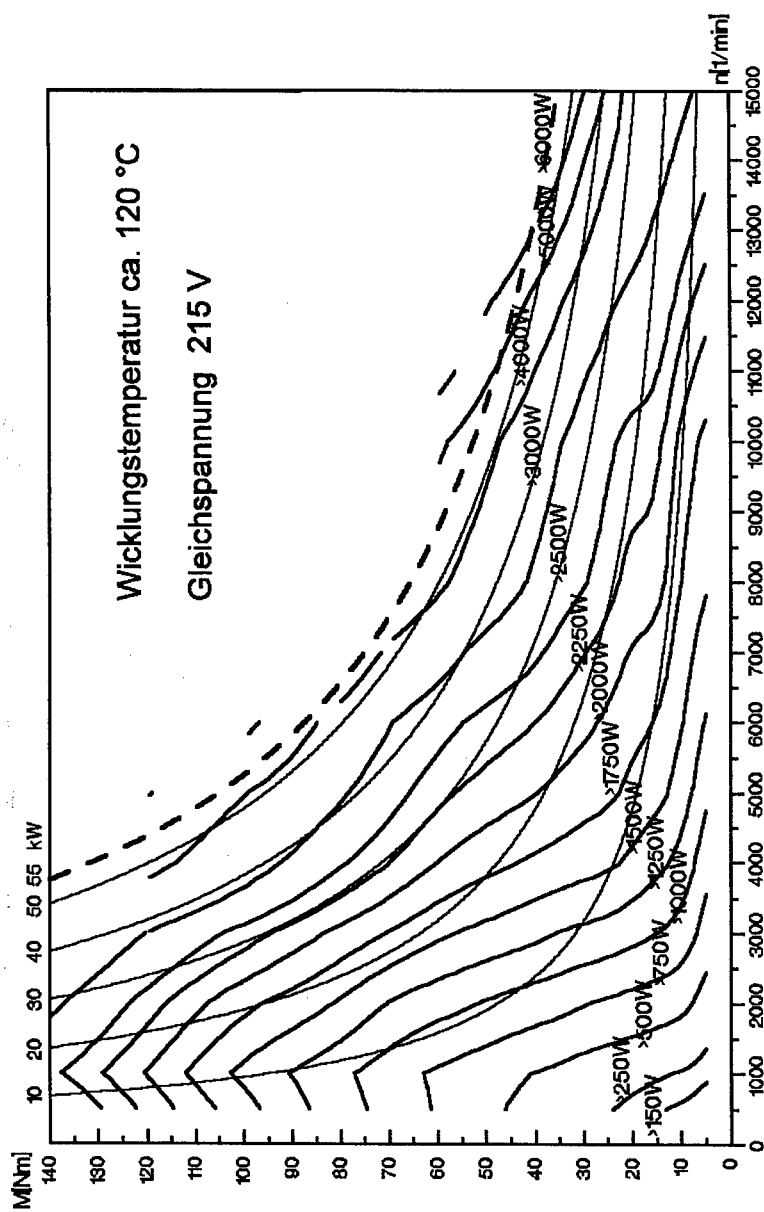


Bild 10-12: Motorverluste gemessen an Testmaschine 2

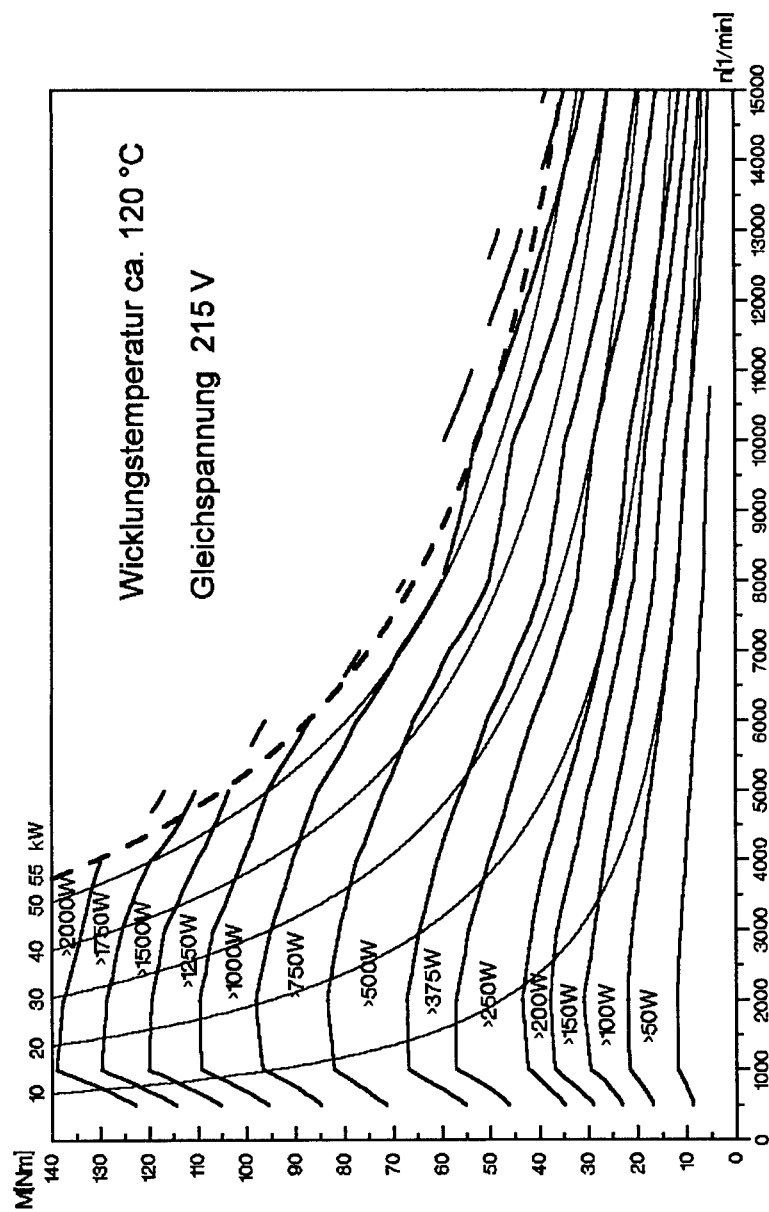


Bild 10-13: Kupferverluste gemessen an Testmaschine 2

Aus der Grafik ist ersichtlich, daß die Kupferverluste bis zu einer Drehzahl von $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ relativ steil abfallen, und dann über den restlichen Drehzahlbereich wieder stetig zunehmen. Die vergleichsweise höheren Kupferverluste unterhalb $n = 1000 \text{ min}^{-1}$ werden durch die Wahl der Steuerparameter γ_A , γ_K und i_w verursacht, wie in **Kap. 10.3** beschrieben.

Um die Motorverluste in die drei Komponenten P_{VCu} , P_{VR} und P_{VFe} zerlegen zu können, ist eine Ermittlung der Reibungsverluste notwendig. Sie wurden durch einen Auslaufversuch mit der mechanisch ungekuppelten Maschine bestimmt. Die Auswertung der Messung zeigte, daß sich die Reibungsverluste durch eine Gleichung der Form

$$P_{VR} = a \cdot n^k \quad (10-9)$$

annähern lassen. Für Testmaschine 2 ergab sich

$$P_{VR} = 7,96 \cdot 10^{-4} \cdot n^{1,5146} \quad \text{mit } P_{VR} \text{ in } W \text{ und } n \text{ in } \text{min}^{-1}$$

Bild 10-14 zeigt die so berechneten Reibungsverluste als Funktion der Drehzahl.

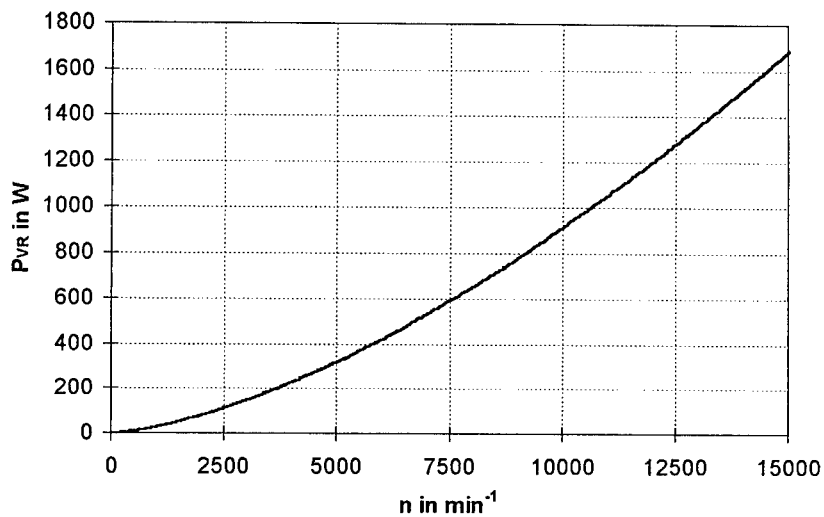


Bild 10-14: Reibungsverluste des Motors über der Drehzahl

Aus P_{VMot} , P_{VCu} und P_{VR} können mit Gl. (10-5) bis Gl. (10-8) die Eisenverluste P_{Fe} bestimmt werden. Diese sind in **Bild 10-15** dargestellt. Aufgrund der indirekten Bestimmungsmethode ergibt sich ein etwas „unruhiger“ Verlauf der Eisenverluste, weil sich Meßfehler verstärkt auswirken.

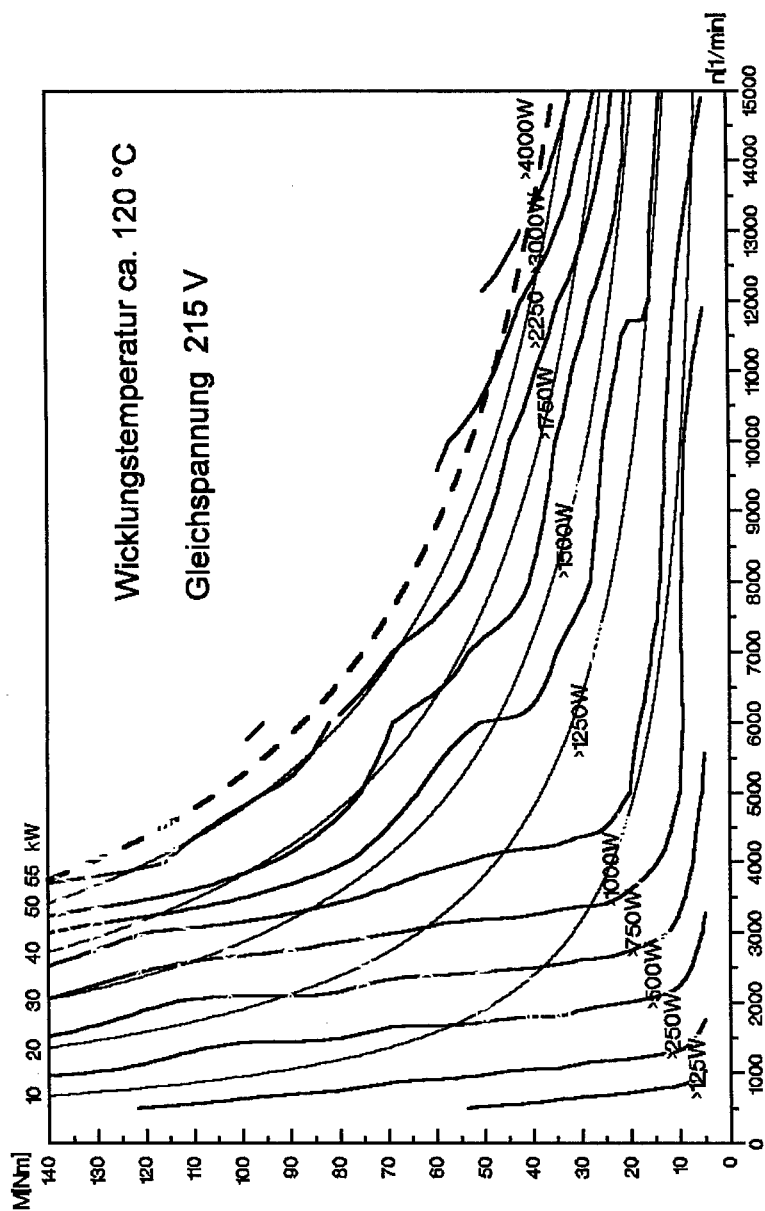


Bild 10-15: Eisenverluste der Testmaschine 2

10.5.2 Verlustbetrachtung an der thermischen Betriebsgrenze

Eine Betrachtung der einzelnen Verlustkomponenten des Motors an der thermischen Betriebsgrenze läßt Rückschlüsse auf die Effektivität der Kühlung zu. In **Bild 10-16** sind die einzelnen Verlustanteile des Motors für die thermische Grenzkenlinie (**Bild 10-17**) dargestellt.

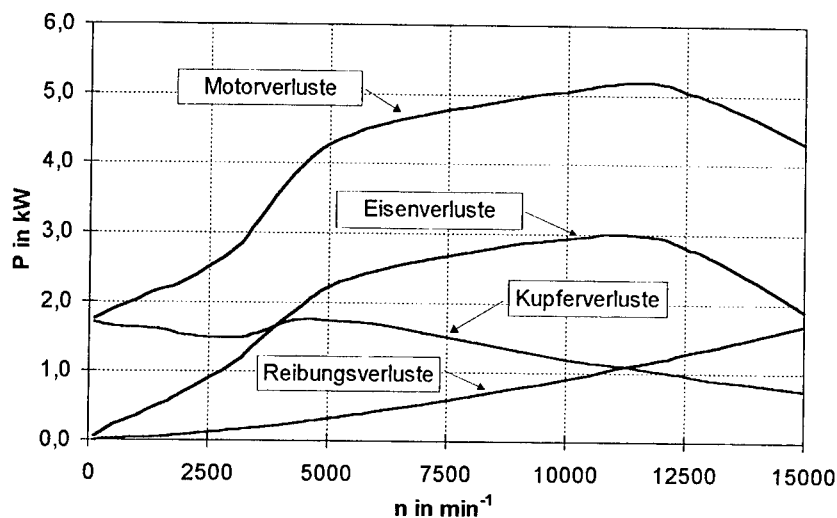


Bild 10-16: Verlustleistungen entlang der thermischen Betriebsgrenze (Testmaschine 2)

Es ist ersichtlich, daß die Maschine mit zunehmender Drehzahl eine höhere Verlustleistung abführen kann. Erst ab $n = 12000 \text{ min}^{-1}$ nehmen die maximal abführbaren Verluste wieder ab. Der Anstieg der thermisch möglichen Verlustleistung bis $n = 12000 \text{ min}^{-1}$ ist darin begründet, daß sich mit zunehmender Drehzahl und damit auch mit zunehmender Frequenz die Zusammensetzung der Verluste ändert. Die Kupferverluste sinken aufgrund der niedrigeren Effektivwerte der Strangströme, die Eisenverluste nehmen zu. Durch die direkte Wasserkühlung des Ständerblechpakets können die Eisenverluste des Ständers sehr effektiv abgeführt werden. Die Verlustwärme aus der Wicklung muß hingegen erst auf das Ständerblechpaket übertragen werden und kann dann erst an das Kühlwasser abgegeben werden.

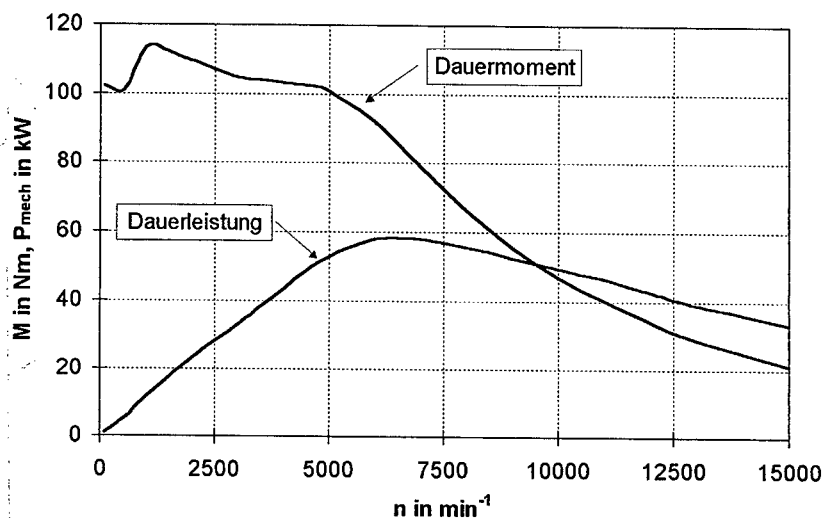


Bild 10-17: Thermische Betriebsgrenze (Testmaschine 2)

Die gesamten Eisenverluste können nach [Mil91] für eine GRM in 70% Stator- und 30% Rotoranteil aufgeteilt werden. Zusätzlich werden dem Rotor die Reibungsverluste zugerechnet [Mil93]. Die Rotorverluste werden zum Teil über Welle und Lager der Maschine abgeführt, aber auch über den Luftspalt findet ein Wärmetransport statt. Der Wärmeübergangswiderstand R_δ des Luftspaltes kann nach [Ric67] zu

$$R_\delta = \frac{0,18 \cdot \left[1,14 + 2 \cdot \lg \left(\frac{\delta}{e} \right) \right]}{d_R^2 \cdot n \cdot l} \quad (10-10)$$

bestimmt werden. Dabei ist δ die Weite des Luftspaltes, e die mittlere Tiefe der Rauigkeit beider Luftspaltwände, d_R der Rotordurchmesser, n die Drehzahl und l die Blechpaketlänge. Es ist ersichtlich, daß R_δ mit zunehmender Drehzahl abnimmt und somit ein größerer Anteil der Rotorverluste über den Luftspalt an das Ständerblechpaket abgegeben wird. Dieser Effekt bewirkt, daß ab einer Drehzahl von $n = 12000 \text{ min}^{-1}$ die maximal abführbare Verlustleistung

der Maschine wieder absinkt, da in zunehmendem Maße auch die Rotorverluste zu einer Erwärmung des Ständerblechpakets beitragen.

Bisherige Maschinen mit Wasserkühlung des Ständerblechpakets waren so aufgebaut, daß das Bleckpaket in einen Alumantel, in dem die Kühlkanäle eingearbeitet sind, eingepresst ist. Mit Konstruktionen dieser Art kann unter den genannten Kühlbedingungen (Wicklungstemperatur, Temperatur und Durchflußmenge des Kühlmittels) eine Verlustleistung von $p_V = 2,25 \frac{W}{cm^2}$ bezogen auf die gekühlte Statoroberfläche (Messung an Testmaschine 1 im Nennpunkt [Nic98]) abgeführt werden. Die Oberfläche A des Stators beträgt unter der Annahme einer glatten Kontur für Testmaschine 2

$$A = 1431,9 \text{ cm}^2$$

Daraus würde sich eine maximal abführbare Verlustleistung von

$$P_{VMot} = 3,222 \text{ kW}$$

ergeben. Aus **Bild 10-16** ist jedoch ersichtlich, daß ab einer Drehzahl von etwa $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ eine höhere Verlustleistung abgegeben wird. Der Maximalwert liegt mit etwa

$$P_{VMot} = 5,2 \text{ kW}$$

bei $n = 12000 \text{ min}^{-1}$ deutlich darüber. Das entspricht einer abführbaren Leistung von

$$p_V = 3,63 \frac{W}{cm^2}$$

bezogen auf die gekühlte Statoroberfläche. Diese Verbesserung der Kühlleistung ist zurückzuführen auf die Oberflächenvergrößerung des Stators durch zusätzliche Rippen und insbesondere auf die direkte Kühlung des Blechpakets, das nur durch eine dünne wasserundurchlässige Kunststoffschicht vor Korrosion geschützt ist. **Bild 13-4** zeigt ein Schnittmodell Testmaschine 2. Hier ist die zusätzliche Verrippung des Statorblechpaketes zu erkennen.

Für den Nennpunkt der Testmaschine 2 bei

$$n = 5000 \text{ min}^{-1}$$

und

$$M_{\text{Welle}} = 101 \text{ Nm}$$

($P_{\text{Welle}} = 52,9 \text{ kW}$) kann die Ausnutzungsziffer C mit

$$C = \frac{M_{\text{Nenn}}}{V_B} = 37,7 \frac{\text{Nm}}{\text{dm}^3}$$

und der Drehschub f mit

$$f = \frac{C}{2} = 1,88 \frac{\text{N}}{\text{cm}^2}$$

angegeben werden, wobei das Bohrungsvolumen $V_B = 2,681 \text{ dm}^3$ beträgt. Der mittlere Effektivwert des Strangstromes wurde für diesen Betriebspunkt zu $I_{\text{rms}} = 206 \text{ A}$ bestimmt. Daraus ergibt sich eine Stromdichte g von

$$g = \frac{I_{\text{rms}}}{A_{\text{Cu}}} = 7,0 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

mit Berücksichtigung der parallel geschalteten Leiter in A_{Cu} . Der Strombelag A errechnet sich zu

$$A = \frac{m \cdot w \cdot I_{\text{rms}}}{\pi \cdot R_B} = 593 \frac{\text{A}}{\text{cm}}$$

wobei $m = 3$ die Strangzahl, $w = 19$ die Windungszahl aller in Reihe geschalteten Leiter je Strang und $R_B = 63 \text{ mm}$ der Bohrungsradius ist.

Das PC-Programm „PC-SRD“ [Mil91] ist ein Werkzeug zur Auslegung von GRM. Es können beliebige Betriebspunkte mit einer entworfenen Maschine nachgebildet werden. Unter anderem bietet es die Möglichkeit, die Verluste der

Maschine im Voraus zu bestimmen. Dabei stellen die Kupfer- und Reibungsverluste kein Problem dar, wobei für die Bestimmung der Reibungsverluste schon Ergebnisse notwendig sind, die aus einer Messungen stammen. Für die Eisenverluste benötigt das Rechenprogramm Angaben über die Frequenz- und Induktionsabhängigkeit der Verluste des verwendeten Blechs. Diese Parameter sind jedoch von Einflüssen wie der Bearbeitung des Blechs abhängig und können nicht genau angegeben werden. Im Folgenden wird versucht, die Eisenverluste für einige Dauerbetriebpunkte zu berechnen. Da PC-SRD zur Stromregelung im gepulsten Betrieb von einem Hystereseregler ausgeht, die Steuerung von Testmaschine 2 aber mit einem linearen Regler arbeitet, können nur Betriebspunkte betrachtet werden, die im Blockbetrieb liegen, da hier der Stromregler keine Auswirkung mehr hat. Die Verlustdaten wurden von einem in PC-SRD vorgegebenen Blech mit einer Dicke von $0,35\text{ mm}$ übernommen. Die berechneten Kupfer- und Reibungsverluste entsprachen in etwa der Messung, die Eisenverluste jedoch waren in der Messung etwa viermal so hoch wie in der Berechnung mit PC-SRD. Erst durch Verwendung eines Korrekturfaktors von 4 (!) für die Eisenverluste konnten in etwa die Meßdaten nachgerechnet werden. Es muß daher festgestellt werden, daß es nach wie vor nicht möglich ist, die Eisenverluste mit befriedigender Genauigkeit zu bestimmen, da die Daten des Blechs nicht exakt genug verfügbar sind. Die Angaben der Blechhersteller können nur bedingt herangezogen werden, da sich die Blecheigenschaften durch die einzelnen Bearbeitungsschritte zur Herstellung des Blechpakets verändern. Die genauen Eisenverluste können deshalb nur aus der Messung an einer realen Maschine bestimmt werden.

11 Vergleichsmessung Asynchronmaschine

Um eine Bewertung des Antriebskonzeptes der GRM vornehmen zu können, bietet sich ein Vergleich mit der oben genannten AMK an. Ein ähnlicher Vergleich findet sich bei [Weh97], allerdings wurden hier eigenbelüftete Industrieantriebe mit einer Nenndrehzahl von $n = 1500 \text{ min}^{-1}$ gegenüber gestellt. Der Vergleich beider Antriebe (Testmaschine 2 und AMK) ist möglich, da bereits bei der Auslegung und beim Aufbau auf gleiche Randbedingungen geachtet wurde. Die wichtigsten Bedingungen, denen beide Maschinen genügen, sind:

- Gleiche Außenabmessungen des Gehäuses,
- gleiche Auslegung der Wasserkühlung,
- gleiche Eckpunkte in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene,
- gleiche Blechsorte für die Blechpakete,
- gleiche Isolationsklasse der Wicklung,
- gleiche Steuerhardware,
- gleiche Leistungselektronik und damit gleicher Maximalstrom.

Während der Messungen wurden zusätzlich verschiedene Umgebungsbedingungen wie z.B. Kühlung und Gleichspannung konstant gehalten (siehe **Kapitel 10**).

Bei der Gegenüberstellung beider Antriebe wurde besonderer Wert auf den Vergleich der Maximalkennlinien und der Antriebswirkungsgrade gelegt. Dieser Vergleich ist im Folgenden dokumentiert.

11.1 Vergleich der aktiven Daten von Testmaschine 2 und Asynchronmaschine

Zunächst sollen die aktiven Gewichte beider Maschinen miteinander verglichen werden. In der abgebildeten Tabelle sind die Gewichte der einzelnen aktiven Maschinenteile gegenübergestellt. Die angegebenen Zahlenwerte entstammen den Berechnungsprogrammen, die zur Auslegung der Motoren eingesetzt wurden.

Bezeichnung:	Testmaschine 2 GRM:	AMK:	Verhältnis: GRM/AMK
Blechkpaket Stator:	24,57 kg	25,20 kg	0,98
Blechkpaket Rotor:	10,91 kg	13,57 kg	0,80
Eisen gesamt:	35,48 kg	38,77 kg	0,92
Kupfer (Stator):	9,49 kg	7,69 kg	1,23
Alu (Rotor):	0,00 kg	2,49 kg	0,00
Leitergewicht:	9,49 kg	10,18 kg	0,93
Statorgewicht:	34,06 kg	32,89 kg	1,04
Rotorgewicht:	10,91 kg	16,06 kg	0,68
Aktive Masse:	44,97 kg	48,95 kg	0,92
Trägheitsmoment:	0,02062 kgm²	0,04229 kgm²	0,49

Die Berechnungsprogramme gehen bei der Bestimmung des Eisengewichts von einer glatten Oberfläche der Statoraußenseite aus. Bei den realisierten Motoren befinden sich hier noch Kühlrippen (siehe **Bild 13-4**). Diese sind jedoch bei Testmaschine 2 und AMK identisch ausgeführt und verursachen dadurch bei beiden Maschinen das gleiche zusätzliche Gewicht. Aus den Zahlenangaben wird deutlich, daß der Stator (mit Wicklung) der AMK geringfügig (1,17 kg) leichter ist im Vergleich zu Testmaschine 2. Dieses zusätzliche Gewicht bei der GRM wird vor allem durch eine größere Kupfermenge verursacht. Der Rotor der AMK weist dagegen ein um 5,15 kg höheres Gewicht auf im Vergleich zu Testmaschine 2, was sich auch in einem mehr als doppelt so großem Trägheitsmoment bemerkbar macht. In der Summe kommt die GRM mit etwa 4 kg (entspricht 9%) geringerem aktivem Gewicht aus als die Asynchronmaschine. Im Gesamtgewicht der Antriebe (**Kap. 13.1.2** bzw. **13.1.3**) ergab sich schließlich eine Gewichts Differenz von 2,9 kg (entspricht 6,5%).

11.2 Vergleich der Maximalkennlinien

In **Bild 11-1** sind die Betriebsgrenzen beider Antriebe dargestellt. Für die AMK sind die einzelnen Meßpunkte und der genäherte Verlauf des Maximalmomentes dargestellt. Im Bereich bis $n = 4000 \text{ min}^{-1}$ kann die GRM ein höheres Moment erzeugen im Vergleich zur AMK. Bei höheren Drehzahlen sind die Maximalmomente beider Maschinen bis auf wenige Abweichungen weitgehend gleich. Der Einbruch des Maximalmomentes der AMK bei Drehzahlen unter $n = 4000 \text{ min}^{-1}$ ist sehr wahrscheinlich auf eine ungenaue Bestimmung der Rotortemperatur und damit des Rotorwiderstandes in der Steuerung zurückzuführen. Wenn dieses Problem beseitigt ist, können beide Antriebe in diesem Punkt als gleichwertig angesehen werden.

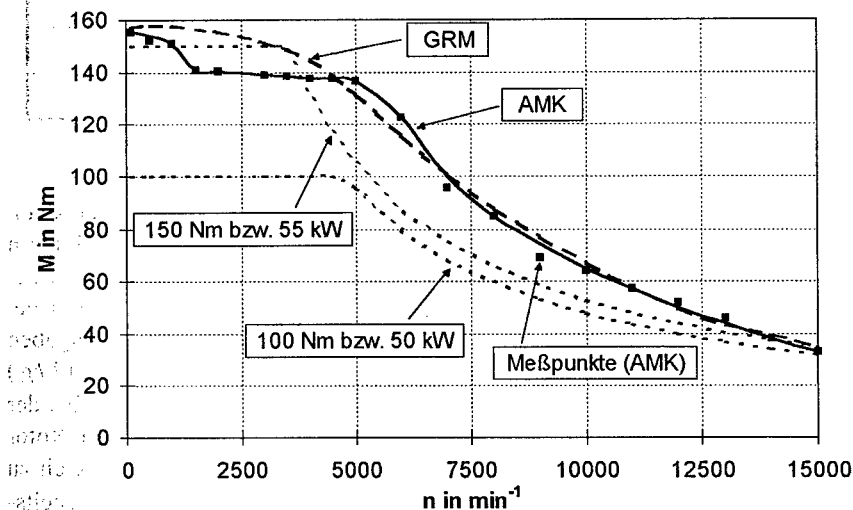


Bild 11-1: Maximalkennlinien der AMK und Testmaschine 2

11.3 Wirkungsgrade der Asynchronmaschine

In **Bild 11-2** ist das Kennfeld der Motorwirkungsgrade dargestellt. Der Motor erreicht einen Maximalwirkungsgrad von $\eta_{Mot} = 93,6\%$ bei einer Drehzahl von $n = 7000 \text{ min}^{-1}$ und einem Wellenmoment von $M_{Welle} = 53 \text{ Nm}$. Der Wert ent-

spricht dem der Testmaschine 2 (vgl. **Bild 10-9**), nur daß hier der Maximalpunkt bei $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 65 \text{ Nm}$ liegt, was allerdings in etwa der gleichen mechanischen Ausgangsleistung von $P_{\text{Welle}} \approx 40 \text{ kW}$ entspricht. Der Bereich mit Wirkungsgraden über $\eta_{\text{Mot}} = 90\%$ ist bei der AMK zu höheren Drehzahlen und niedrigeren Momenten hin verschoben.

Die Wirkungsgrade des Stromrichters sind in **Bild 11-3** dargestellt. Auch hier ergeben sich für AMK und Testmaschine 2 gleiche Maximalwerte von $\eta_{\text{SR}} = 97,2\%$. Dieser Wert wird von der AMK bei $n = 11000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 17 \text{ Nm}$ (Testmaschine 2: $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 8 \text{ Nm}$, vgl. **Bild 10-10**). Allerdings sinkt der Wirkungsgrad um diesen Bereich sehr schnell auf niedrigere Werte als bei Testmaschine 2 ab.

Bild 11-4 zeigt das Kennfeld der Gesamtwirkungsgrade der AMK. Der höchste Wirkungsgrad von $\eta_{\text{Ges}} = 90,2\%$ wird erreicht bei $n = 7000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 50 \text{ Nm}$. Testmaschine 2 erreichte einen Maximalwirkungsgrad von $\eta_{\text{Ges}} = 90,3\%$ bei $n = 6000 \text{ min}^{-1}$ und $M_{\text{Welle}} = 60 \text{ Nm}$ (vgl. **Bild 10-11**). Damit erreichen beide Antriebe in etwa die gleichen Maximalwirkungsgrade bei unterschiedlichen Drehzahlen, aber bei ungefähr gleicher Ausgangsleistung von $P_{\text{Welle}} \approx 37 \text{ kW}$. Bei Betrachtung des Gesamtverlaufs der Antriebswirkungsgrade ist tendenziell erkennbar, daß die GRM im Bereich niedriger Drehzahlen und höherer Drehmomente bessere Wirkungsgrade erreicht, die AMK hingegen bei höheren Drehzahlen und entsprechend niedrigeren Drehmomenten.

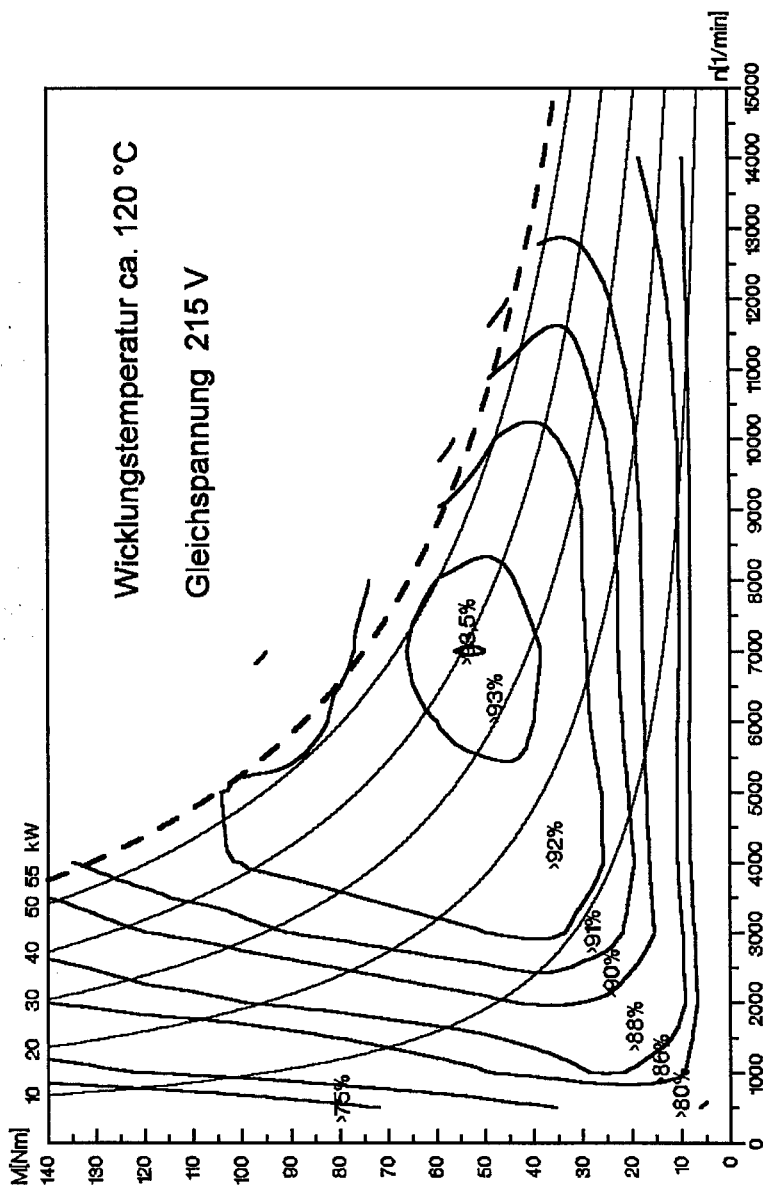


Bild 11-2: Wirkungsgradkennfeld des Motors (AMK)

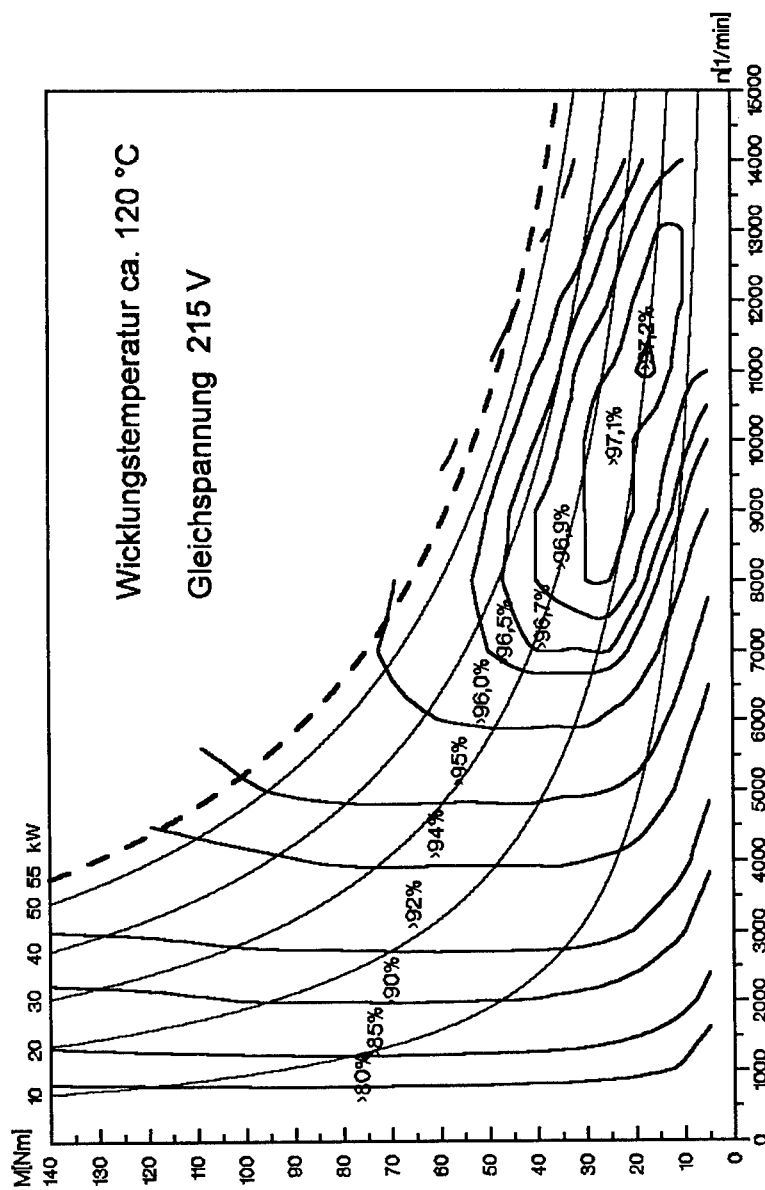


Bild 11-3: Wirkungsgradkennfeld des Stromrichters (AMK)

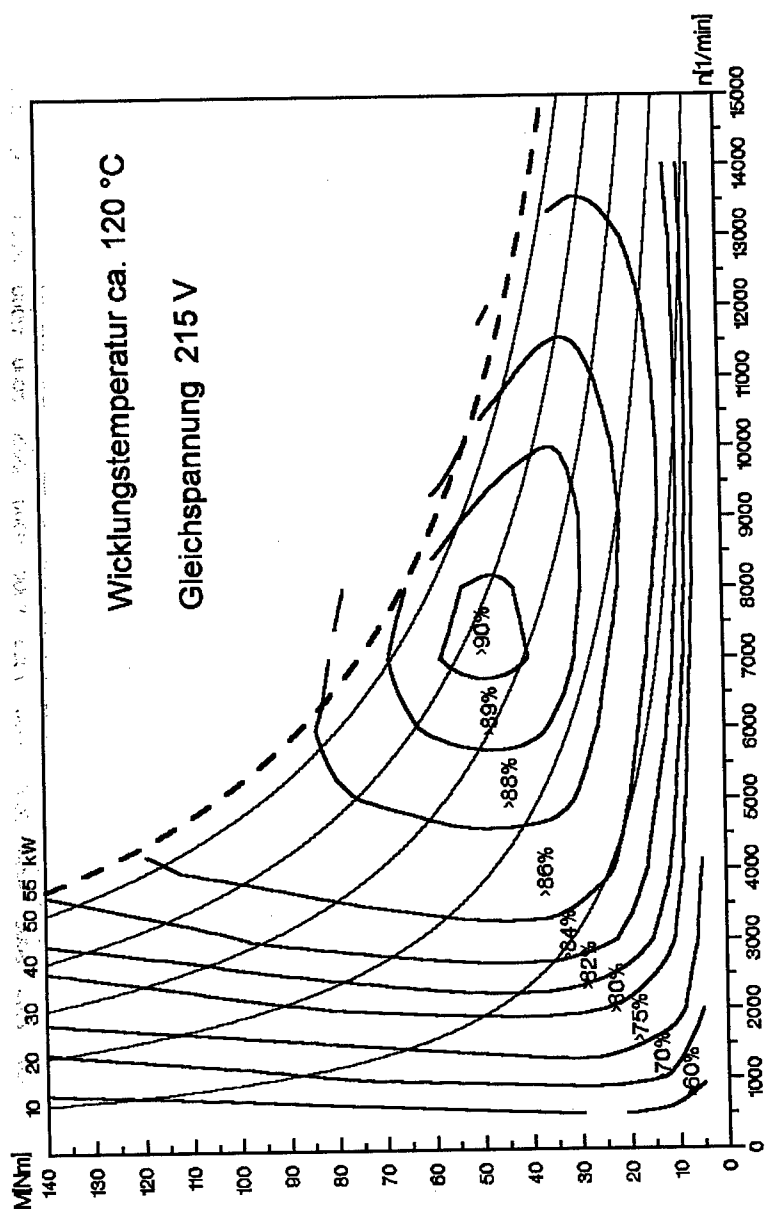


Bild 11-4: Wirkungsgradkennfeld des Antriebs (AMK)

Diese Tendenz wird noch deutlicher bei einem direkten Vergleich der Gesamtwirkungsgrade beider Antriebe.

11.4 Vergleich der Antriebswirkungsgrade von Testmaschine 2 und Asynchronmaschine

In **Bild 11-5** ist die Differenz der Antriebswirkungsgrade zwischen Testmaschine 2 und der AMK dargestellt. Im Bereich positiver Werte liegt der Wirkungsgrad der GRM über denen der AMK. Hier wird deutlich, daß die GRM Vorteile hat bei niedrigen Drehzahlen und hohen Drehmomenten. Zu hohen Drehzahlen und niedrigen Drehmomenten hin dreht sich das Vorzeichen der Wirkungsgrad-differenz um. Hier weist die AMK niedrigere Verluste auf. In einem großen Drehzahl-Drehmoment-Bereich haben jedoch beide Antriebe in etwa gleiche Wirkungsgrade ($\pm 1\%$).

Um auch den im Fahrzeug zu erwartenden Wirkungsgrad beurteilen zu können, wurden unter Verwendung der Kennfelder nach **Bild 10-11** und **Bild 11-4** die Wirkungsgrade über bestimmte Fahrzyklen berechnet. Hierbei zeigte sich eine ähnliche Tendenz, die der Wirkungsgradvergleich nach **Bild 11-5** erwarten läßt.

Für Zyklen im Stadtbereich mit niedrigen Fahrgeschwindigkeiten, z.B. der ECE-Teil (Economic Commission for Europe) des NEFZ (Neuer Europäischer Fahrzyklus) und der FTP 75 City-Zyklus (Federal Test Procedure 75), weisen beide Antriebe in etwa gleich hohe Werte ($> 80\%$) auf.

Bei höheren Fahrgeschwindigkeiten, z.B. im EUDC-Teil (Extra Urban Driving Cycle) des NEFZ und im FTP 75 Highway-Zyklus, liegt die AMK in etwa einen Prozentpunkt vor der GRM. Auch hier liegen beide Antriebe auf hohem Gesamtniveau ($> 80\%$).

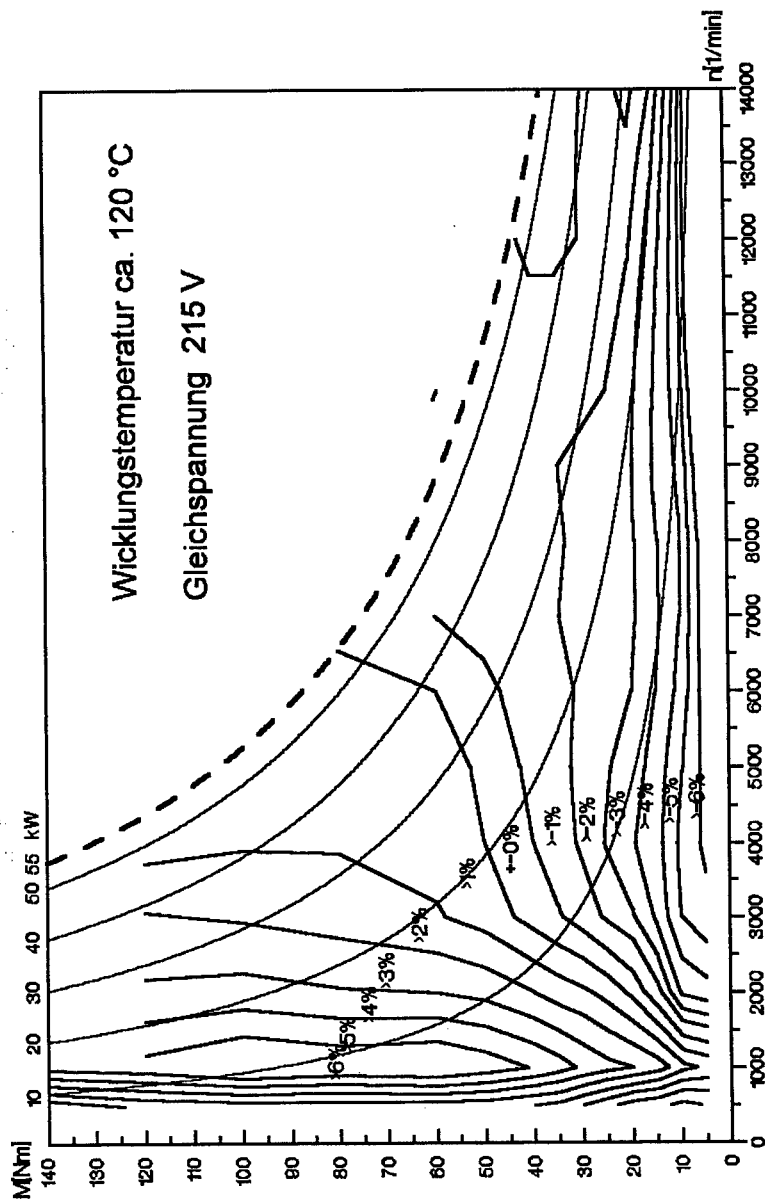


Bild 11-5: Wirkungsgraddifferenz GRM-AMK

12 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befaßt sich mit dem Einsatz einer Geschalteten Reluktanzmaschine (GRM) als Traktionsantrieb für Elektrofahrzeuge. Es wird hierzu ein in Grundzügen bereits früher verwendetes Steuerverfahren weiter entwickelt und auf die Anforderungen im Fahrzeug hin optimiert. Ein Vergleich mit einer Asynchronmaschine mit Käfigläufer (AMK) zeigt den hohen Entwicklungsstand des Antriebs auf.

Zur Erklärung der Funktionsweise einer GRM dient hier das *lineare* Modell, das die Zusammenhänge zwischen den Steuerparametern, die sich aus den Schaltwinkeln γ_A , γ_K und dem Stromsollwert i_w zusammensetzen, und der Drehmomentbildung verständlich darstellen kann. Die beiden vorgestellten Berechnungsverfahren nutzen jedoch das *allgemeine* Modell der GRM. Dieses Modell berücksichtigt auch die nicht linearen Eigenschaften des magnetischen Kreises, die durch Sättigungseffekte hervorgerufen werden. Mit den beschriebenen Berechnungsverfahren ist es möglich, an Hand der für jede GRM charakteristischen ψ - i -Kennlinien die Verläufe der Strangströme und Strangmomente sowie des Gesamtmomentes für jeden Betriebspunkt zu bestimmen.

Die Verläufe der Schaltwinkel können in der Drehzahl-Rotorpositionsebene durch Einschaltparabeln bzw. Kommutierungsgeraden dargestellt werden, deren Koeffizienten abhängig sind von der Drehmomentanforderung. Die Verläufe der Stromsollwerte lassen sich durch Wurzelfunktionen, ebenfalls mit drehmomentabhängigen Koeffizienten, in der Drehzahl-Stromebene beschreiben. Bei der Bestimmung der Koeffizienten können verschiedene Optimierungskriterien, wie z.B. geringe Stromwärmeverluste, einfließen.

Das beschriebene Verfahren zur Berechnung der Steuerparameter bietet sich zur Implementierung in eine digitale Rechnerplattform an. Der Mikrocontroller oder Signalprozessor kann zusätzlich die Aufgabe der Stromregelung übernehmen. Hierzu wird ein neues Regelungskonzept vorgestellt, das auf einem linearen Regelalgorithmus mit Vorsteuerung basiert und die Eigenschaften der GRM bezüglich der rotorpositionsabhängigen Regelstrecke und der induzierten Strangspannung berücksichtigt. Mit dieser Art der Stromregelung kann auf relativ einfache Weise die Stromform in einem begrenzten Betriebsbereich beeinflußt werden. Es ist so beispielsweise möglich, das Geräuschverhalten bei niedrigen Drehzahlen zu verbessern und/oder die Drehmomentwelligkeit theoretisch auf null zu reduzieren.

Dazu ist es jedoch erforderlich, die genaue Rotorposition zu kennen. Die Bestimmung kann durch mechanische Sensoren oder „sensorlos“ durch verschiedene Rechenansätze erfolgen, wobei bei den Konzepten ohne mechanischen Sensor noch ein Entwicklungsbedarf besteht. Eine kostengünstige Alternative zur Bestimmung der Rotorposition stellt der Leiterplattenresolver dar. Er weist die gleiche Funktion wie ein handelsüblicher Industrieresolver auf, wird aber lediglich durch zwei Leiterplatten realisiert. Die Auswertung kann mit gebräuchlichen Chips, oder direkt vom Mikrocontroller erfolgen, der auch für die Steuerung des Antriebs verantwortlich ist.

Als generelle Tendenz ist in diesen Bereichen der Antriebstechnik eine starke Verlagerung von mechanischen Komponenten in die Software erkennbar, angestoßen durch immer leistungsfähigere und billigere Mikrocontroller bzw. Signalprozessoren. Durch den Wegfall mechanischer Komponenten, wie z. B. Sensoren, lassen sich kostengünstigere und betriebssichere Antriebe entwickeln.

Zur Überprüfung des vorgestellten Steuerverfahrens in der Praxis wurden Messungen an einem realisierten Antrieb durchgeführt. Sie dokumentieren die Güte des Stromreglers sowie die Möglichkeiten der Stromformung, um das Betriebsverhalten der GRM zu verbessern. Es folgt eine Darstellung der Betriebsgrenzen und der Wirkungsgrade des vermessenen Antriebs und ein Vergleich dieser Größen mit einer AMK, die für die gleichen Betriebsbedingungen ausgelegt und aufgebaut wurde.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß die GRM der AMK weitgehend gleichwertig ist, wenn man bereit ist, einigen Aufwand in die Steuerung des Antriebs zu investieren, und das höhere Geräuschniveau sowie die höheren Pulsationsmomente im oberen Drehzahlbereich hingenommen werden kann. Die Auswahl des Antriebs muß unter Berücksichtigung der Anforderungen der Anwendung getroffen werden, da jeder der beiden Antriebe seine Stärken und Schwächen in unterschiedlichen Bereichen aufweist.

13 Anhang

13.1 Maschinendaten

13.1.1 Testmaschine 1

Testmaschine 1 wurde nach den Vorgaben für einen Motor nach EUROPED-Medium [Ace94] ausgelegt. Die wichtigsten Forderungen daraus sind:

- Das Dauerdrehmoment von $n = 0 \dots 2600 \text{ min}^{-1}$ beträgt $M = 110 \text{ Nm}$, die Dauerleistung von $n = 2600 \dots 9000 \text{ min}^{-1}$ beträgt $P = 30 \text{ kW}$
- Das Maximaldrehmoment von $n = 0 \dots 2600 \text{ min}^{-1}$ beträgt $M = 180 \text{ Nm}$ für eine Zeit von zwei Minuten, die Maximalleistung von $n = 2600 \dots 6000 \text{ min}^{-1}$ beträgt $P = 50 \text{ kW}$ für eine Zeit von zwei Minuten
- Der Motor muß bis zu einer Drehzahl von $n = 12000 \text{ min}^{-1}$ steuerbar sein
- Der Außendurchmesser des Motors darf 250 mm nicht überschreiten und das Gewicht darf maximal 50 kg betragen
- Die Gleichspannung liegt in einem Bereich von $U_d = 215 \dots 350 \text{ V}$
- Die Kühlung erfolgt mit Wasser bei einer Vorlauftemperatur von maximal 55°C und einer Durchflußmenge von 500 l/h . Der Druckabfall darf dabei $0,15 \text{ bar}$ nicht überschreiten.

Aus diesen Angaben wurden die Motordaten folgendermaßen festgelegt: Der Außendurchmesser beträgt 250 mm , die Motorlänge 367 mm . Es wurde eine 12/8-Geometrie mit $m = 3$ Strängen gewählt. Die zur Dimensionierung zu Grunde gelegte Gleichspannung ist $U_d = 215 \text{ V}$. Die aktiven Abmessungen des Blechpakets betragen: Blechpaketlänge $l = 210 \text{ mm}$, Luftspalt $\delta = 0,3 \text{ mm}$. Durch die Verwendung von Rechteckprofildrähten mit einem Querschnitt von $12,05 \text{ mm}^2$ konnte ein Kupferfüllfaktor von $58,5\%$ realisiert werden. Weitere aktive Abmessungen können dem Blechschnitt in **Bild 13-1** entnommen werden.

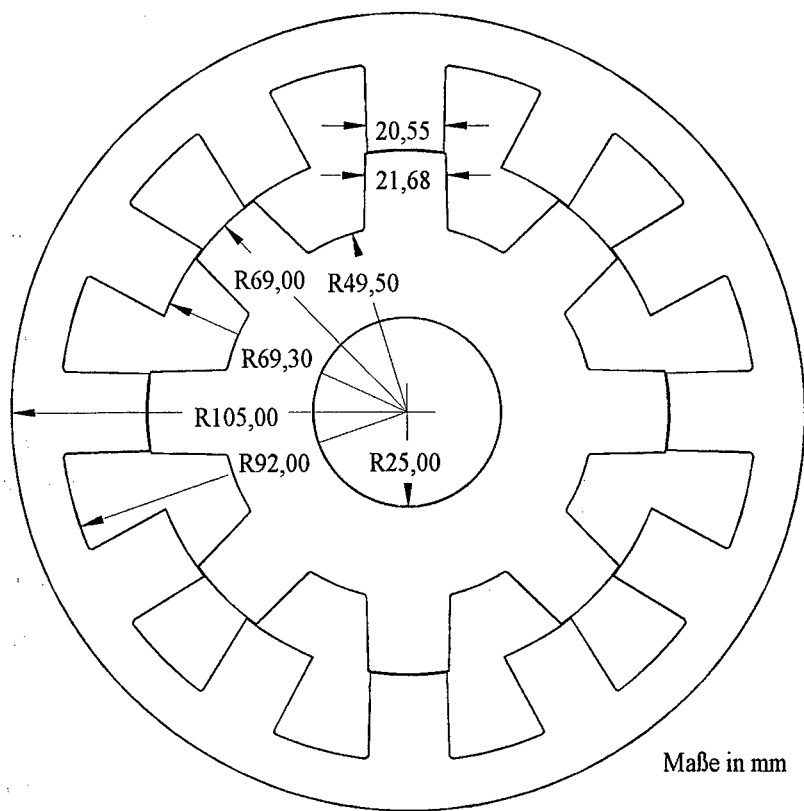


Bild 13-1: Blechschnitt Testmaschine 1

Das Gesamtgewicht der Maschine beträgt 63,8 kg. In diesem Punkt wird die EUROPED Vorgabe nicht eingehalten. **Bild 13-2** zeigt den Stator und den Rotor von Testmaschine 1.

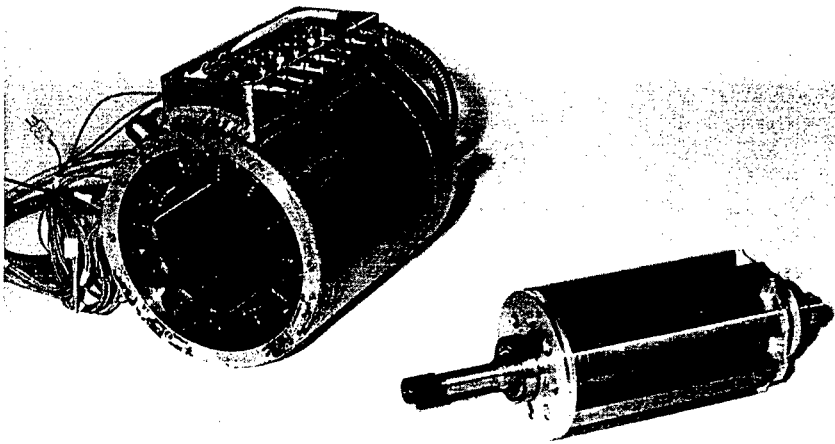


Bild 13-2: Stator und Rotor der Testmaschine 1

Weitere Angaben zur Auslegung des Motors können [Nic98] entnommen werden.

13.1.2 Testmaschine 2

Für Testmaschine 2 wurden folgende Vorgaben gefordert:

- Es ist ein Maximalmoment von $M = 150 \text{ Nm}$ in einem Drehzahlbereich von $n = 0 \dots 3500 \text{ min}^{-1}$ und eine Maximalleistung von $P = 55 \text{ kW}$ in einem Drehzahlbereich von $n = 3500 \dots 15000 \text{ min}^{-1}$ für zwei Minuten gefordert
- Der Motor muß bis zu einer Drehzahl von $n = 18000 \text{ min}^{-1}$ steuerbar sein
- Die Leistungs- und Steuerelektronik soll ins Motorgehäuse integriert werden. Das Gesamtgewicht des Antriebs darf maximal 100 kg betragen. Die Außenabmessungen sind durch das Zielfahrzeug vorgegeben.
- Die Gleichspannung liegt in einem Bereich von $U_d = 215 \dots 350 \text{ V}$

- Die Kühlung erfolgt mit Wasser bei einer Vorlauftemperatur von maximal 80°C und einer Durchflußmenge von 500 l/h . Der Druckabfall darf dabei $0,15\text{ bar}$ nicht überschreiten.
- Um die Leistungs- und Steuerelektronik auch für die Steuerung der AMK einsetzen zu können, wird die Strangzahl auf $m = 3$ festgelegt.

Aufgrund der hohen Drehzahlen wurde eine 6/4-Geometrie und ein Luftspalt von $\delta = 0,4\text{ mm}$ ausgewählt. Die Auslegung des Motors erfolgte mit der niedrigsten im Betrieb auftretenden Spannung von $U_d = 215\text{ V}$.

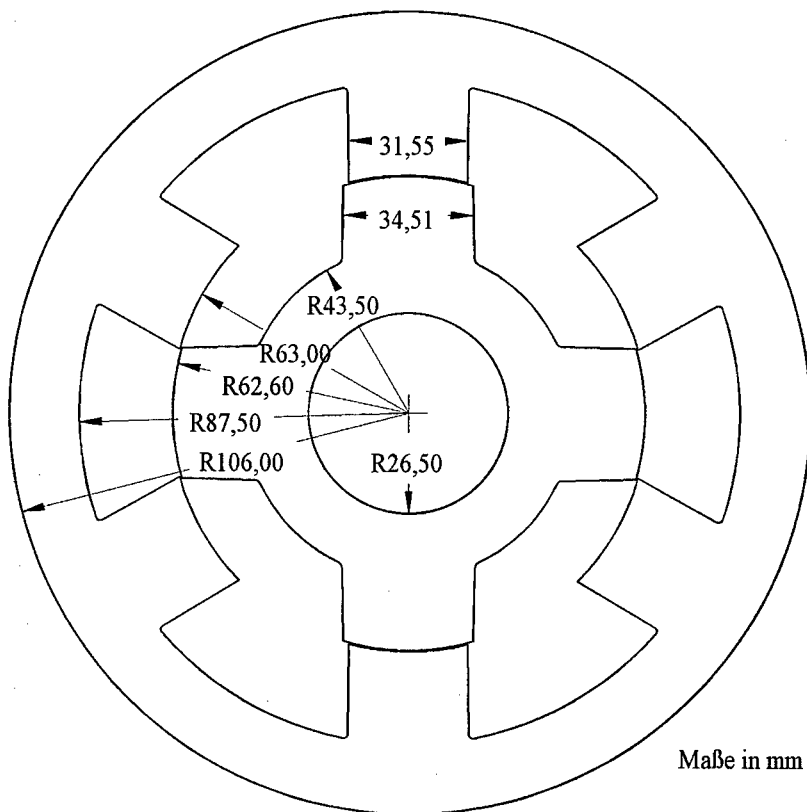


Bild 13-3: Blechnschnitt Testmaschine 2

Aus den Gehäuseabmessungen und dem benötigten Bauraum für die Wickelköpfe ergab sich eine Blechpaketlänge von $l = 215 \text{ mm}$. Weitere Abmessungen können **Bild 13-3** entnommen werden. Für die Blechpakete wurde das Blech 330-35 AP der Fa. EBG mit einer Dicke von $0,35 \text{ mm}$ verwendet.

Die Wicklung wurde mit einem Kupferfüllfaktor von 48% realisiert. Es kamen Profildrähte mit einem Querschnitt von $14,7 \text{ mm}^2$ der Isolationsklasse H zum Einsatz. Die Wicklung eines Stranges setzt sich zusammen aus zwei Spulen mit je 19 Windungen, die parallel geschaltet sind. Der komplette Antrieb (Motor, Leistungs- und Steuerungselektronik) hat ein Gewicht von $100,0 \text{ kg}$. Dabei handelt es sich um die Ausführung für den Prüfstand. Dieser Motor hat im Gegensatz zur Version für den Fahrzeugeinbau eine Vollwelle und einen speziellen Prüfstandsflansch. Die Fahrzeugversion hat ein Gesamtgewicht von $88,7 \text{ kg}$.

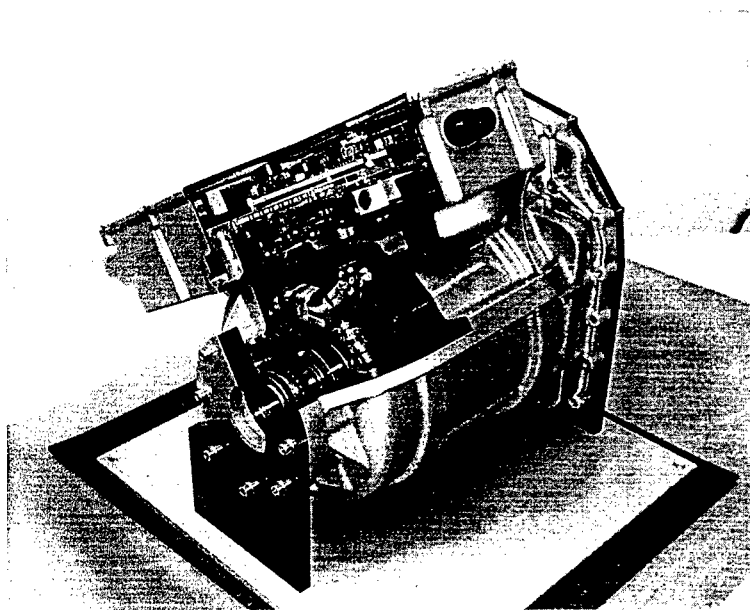


Bild 13-4: Schnittmodell des kompletten Antriebs (Testmaschine 2) mit integrierter Leistungselektronik

Bild 13-4 zeigt ein Schnittmodell des kompletten Antriebs mit integrierter Leistungselektronik in der Version für den Fahrzeugeinbau. Hier ist auch die Kühlung des Ständerblechpakets zu erkennen. Sie erfolgt direkt, d.h. das Kühlwasser fließt zwischen Motorgehäuse und Blechpaket in Kanälen, die durch das Blechpaket selbst gebildet werden. Dadurch wird eine effizientere Wärmeabfuhr erreicht. Das Blechpaket ist mit einer speziellen Beschichtung versehen, die einerseits für Korrosionsschutz und Abdichtung sorgt, andererseits eine sehr gute Wärmeleitfähigkeit aufweist.

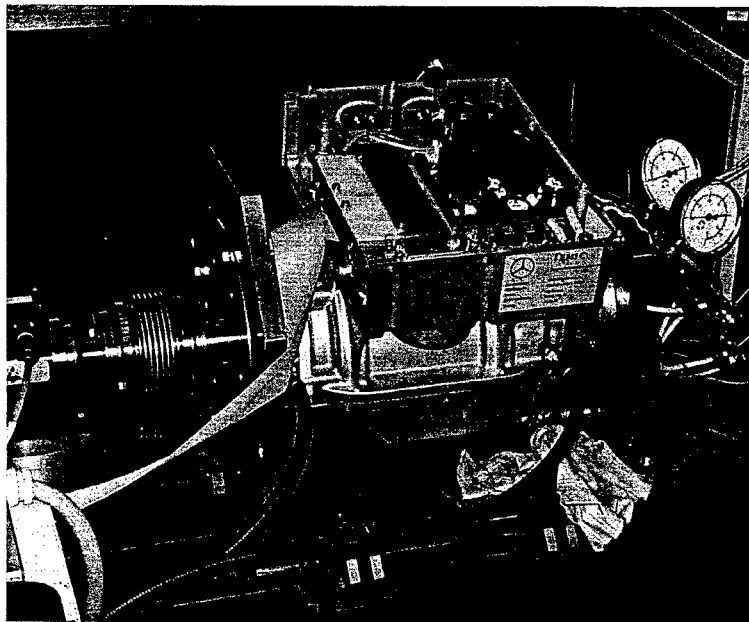


Bild 13-5: Testmaschine 2 auf Prüfstand mit offener Leistungselektronik

In **Bild 13-5** ist Testmaschine 2 auf dem Prüfstand dargestellt. Der Deckel für die Leistungselektronik ist abgenommen.

13.1.3 Asynchronmaschine

Für die aufgebaute AMK gelten die gleichen Anforderungen, wie für Testmaschine 2, was Bauraum, Kühlung, Gewicht und Gleichspannung betrifft. Sie wird in das gleiche Gehäuse eingebaut, so daß sich die Antriebe äußerlich nicht

voneinander unterscheiden. Aufgrund der größeren Wickelköpfe bei der AMK konnte nur eine Blechpaketlänge von $l = 200 \text{ mm}$ realisiert werden. In der Tabelle sind die wichtigsten aktiven Daten der Asynchronmaschine angegeben.

Außenradius Stator	106,0 mm
Bohrungsradius	67,5 mm
Außenradius Rotor	67,1 mm
Innenradius Rotor	26,5 mm
Blechpaketlänge	200,0 mm
Bohrungsvolumen	2,863 dm ³
Anzahl der Statornuten	48
Anzahl der Rotornuten	40
Anzahl der Phasen	3
Polpaarzahl p	2

Der Luftspalt wurde, wie bei Testmaschine 2, mit $\delta = 0,4 \text{ mm}$ gewählt. Das Gewicht des kompletten Antriebs in der Prüfstandsversion beträgt 102,9 kg und ist damit 2,9 kg schwerer als Testmaschine 2. Die Fahrzeugversion hat ein Gesamtgewicht von 91,6 kg. Die Wicklung ist als Zweischichtwicklung mit einer Polpaarzahl von $p = 2$ ausgeführt. Der realisierte Kupferfüllfaktor beträgt 43,1%.

13.2 Aufbau der Stromrichter

13.2.1 Testmaschine 1

Die Abmessungen des Stromrichters für Testmaschine 1 wurden durch den Einbauraum im Fahrzeug vorgegeben. Die Außenabmessungen des Gehäuses betragen $B \cdot L \cdot H = 250 \cdot 575 \cdot 140 \text{ mm}^3$. Aufgrund der kompakten Abmessungen und der geforderten Leistung kommt nur eine Wasserkühlung für die Leistungshalbleiter in Frage. Diese sind daher auf einem mit Wasserkanälen verse-

henen Kühlkörper montiert. Die eingesetzten IGBTs (Typ FF 400 R 06 KF 3 Fa. EUPEC) sind für eine Sperrspannung von $U_{CE} = 600 V$ und einen maximalen Kollektorstrom von $I_C = 400 A$ ausgelegt. Zur Ansteuerung der IGBTs werden Treiberschaltungen SKHI 23/12 der Fa. Semikron mit integriertem Überstromschutz verwendet. **Bild 13-6** zeigt den Stromrichter mit geöffnetem Deckel. Im hinteren Bereich sind die Treiberschaltungen der IGBTs zu erkennen. Sie sind direkt auf den durch Kupferbleche aufgebauten Zwischenkreis montiert. Darunter befinden sich die IGBTs und der Kühlkörper. Die Steuerelektronik wird in das abgetrennte Fach ganz links im Bild eingesetzt. Sie ist in **Bild 13-7** dargestellt.

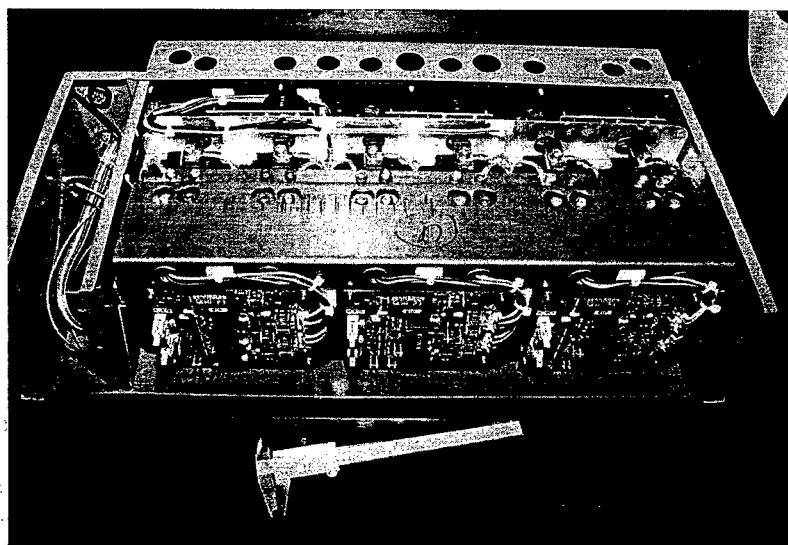


Bild 13-6: Stromrichter für Testmaschine 1 mit geöffnetem Deckel

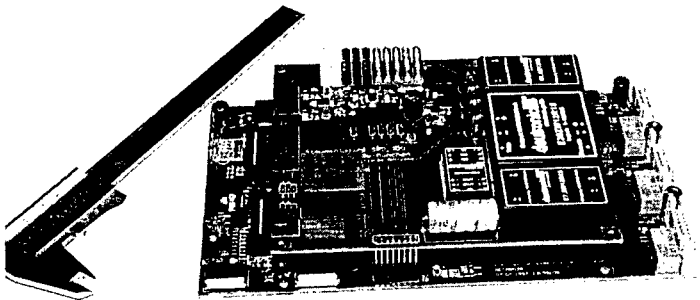


Bild 13-7: Steuerelektronik für Testmaschine 1

Das Gesamtgewicht des komplett montierten Stromrichters beträgt 25 kg.

13.2.2 Testmaschine 2 und Asynchronmaschine

Für den Aufbau der Leistungselektronik für Testmaschine 2 und die AMK wurden die einzelnen Siliziumchips für Dioden und IGBTs in DCB-Technologie (Direct Copper Bonding) auf eine gemeinsame Grundplatte montiert, deren Unterseite mit einer Wabenstruktur versehen ist. Diese Struktur wird direkt vom Kühlwasser durchflossen, wodurch ein sehr niedriger Wärmeübergangswiderstand realisiert werden konnte. Die Sperrspannung der Halbleiter beträgt $U_{CE} = 600\text{ V}$ und der maximale Kollektorstrom $I_C = 600\text{ A}$. **Bild 13-8** zeigt den Aufbau der Leistungshalbleiter auf dem Kühlkörper ohne weitere Verschaltung. Diese erfolgt durch eine Hochstromleiterplatte mit zusätzlichen Kupferschienen. Auf dieser Leiterplatte befinden sich auch die zusätzlichen Freilaufdioden, die für den Betrieb des Stromrichters mit einer GRM benötigt werden, wie in **Kap. 9.2.3** beschrieben. Über dem Hochstrombereich befindet sich eine weitere Platine, die für die Ansteuerung und Überwachung der IGBTs zuständig ist. In **Bild 13-9** ist die komplett aufgebaute Leistungselektronik abgebildet. Sie hat ein Gesamtgewicht von 7,25 kg.

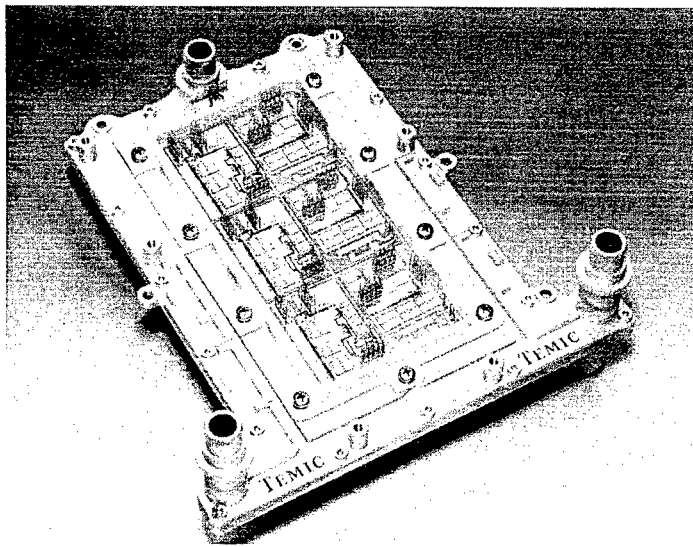


Bild 13-8: Leistungshalbleiter auf Kühlkörper für Testmaschine 2

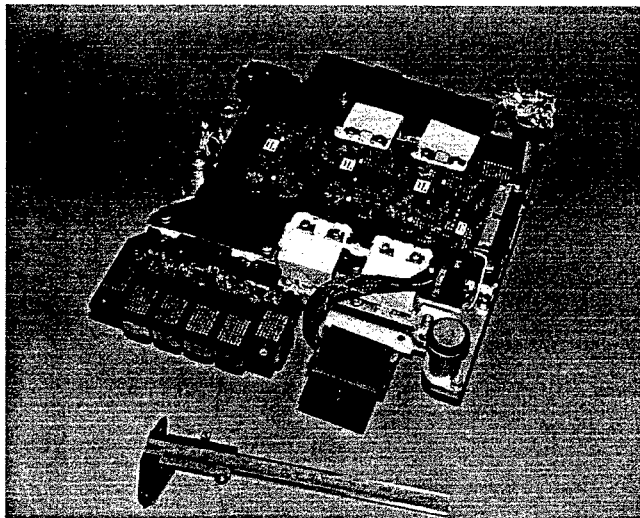


Bild 13-9: Komplett aufgebaute Leistungselektronik mit Hochstromleiterplatte und IGBT-Ansteuerung

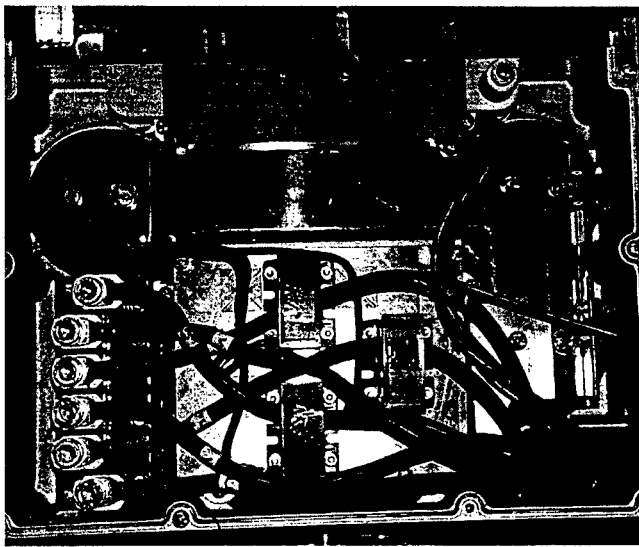


Bild 13-10: Eingebautes Leistungsteil in Testmaschine 2

Bild 13-10 zeigt die Leistungselektronik, eingebaut in das ins Motorgehäuse integrierte Gehäuse. Zusätzlich sind die Zwischenkreiskondensatoren, die Stromsensoren und die Phasenanschlüsse des Motors zu erkennen. Die Steuerelektronik ist als einseitig bestückte Leiterplatte aufgebaut. Diese bildet zusammen mit einer Aluplatte eine Seitenwand des Gehäuses. **Bild 13-11** zeigt die Steuerelektronik.

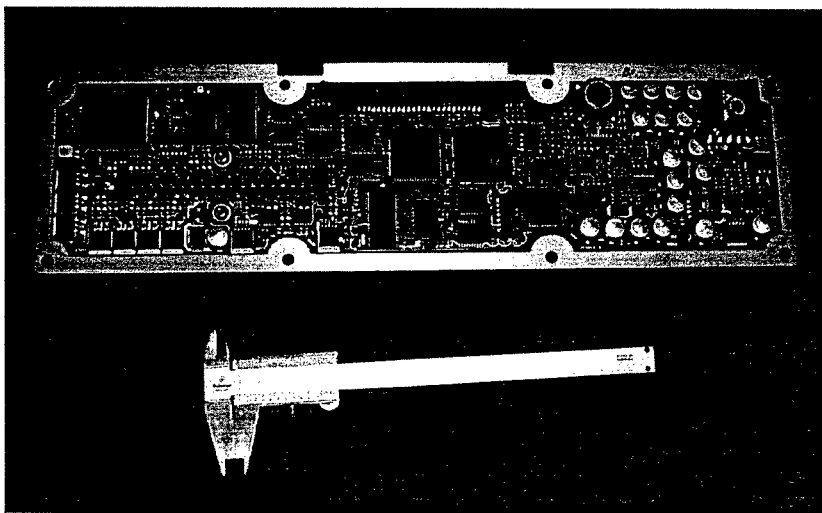


Bild 13-11: Steuerelektronik von Testmaschine 2 und AMK

Die Auslegung und der Aufbau der kompletten Leistungselektronik, sowie der Steuerelektronik erfolgte durch die Fa. Temic in Nürnberg.

13.3 Meßausrüstung

Zur Aufzeichnung der Meßdaten wurde ein Transientenrecorder vom Typ **Nicolet Data Acquisition System 500** eingesetzt. Das System ist ausgerüstet mit 12 Meßkanälen mit einer Auflösung von je 12 bit. Alle Kanäle können synchron mit einer Abtastfrequenz von maximal 1 MHz betrieben werden.

Die Messung der Ströme erfolgt über kompensierte Stromwandler der Fa. LEM vom Typ **LA 400-T**. Der Nennstrom beträgt $I_{Nenn} = 400\text{ A}$ und der Maximalstrom $I_{max} = 800\text{ A}$.

Die Spannungen wurden über aktive Tastköpfe der Fa. Gould vom Typ **PB60** mit galvanischer Trennung und Differenzeingängen aufgenommen. Sie weisen einen Meßbereich von $-400\text{ V} \dots +400\text{ V}$ auf.

Zur Messung der mechanischen Größen Drehzahl und Drehmoment kam eine Meßwelle der Fa. Vibrometer vom Typ **TM 200-HS** zum Einsatz. Das Nenn-

moment beträgt $M_{Nenn} = 200 \text{ Nm}$ und das Maximalmoment $M_{max} = 400 \text{ Nm}$. Die Meßwelle ist bis zu einer Maximaldrehzahl von $n = 24000 \text{ min}^{-1}$ zugelassen.

Um Offset- und Verstärkungsfehler zu kompensieren, wurde die komplette Sensorik einschließlich Transientenrecorder vor der eigentlichen Messung abgeglichen.

Temperaturen wurden mit Thermoelementen (Typ K) gemessen und über ein Multimeter mit Multiplexer vom Typ **Keitley 2000** ausgewertet.

Bild 13-12 zeigt schematisch den Aufbau des Prüfstandes.

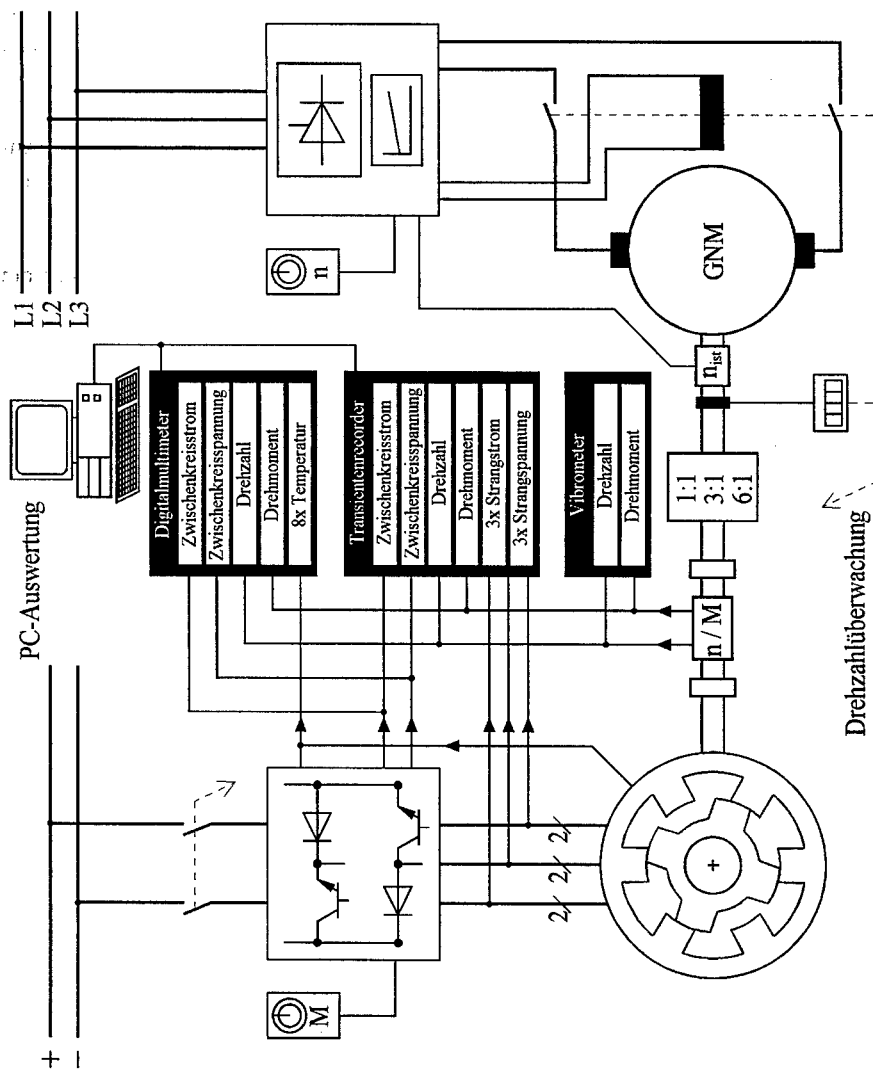


Bild 13-12: Prinzipbild des Laborprüfstandes

Der mechanische Prüfstands Aufbau ist in **Bild 13-13** gezeigt.

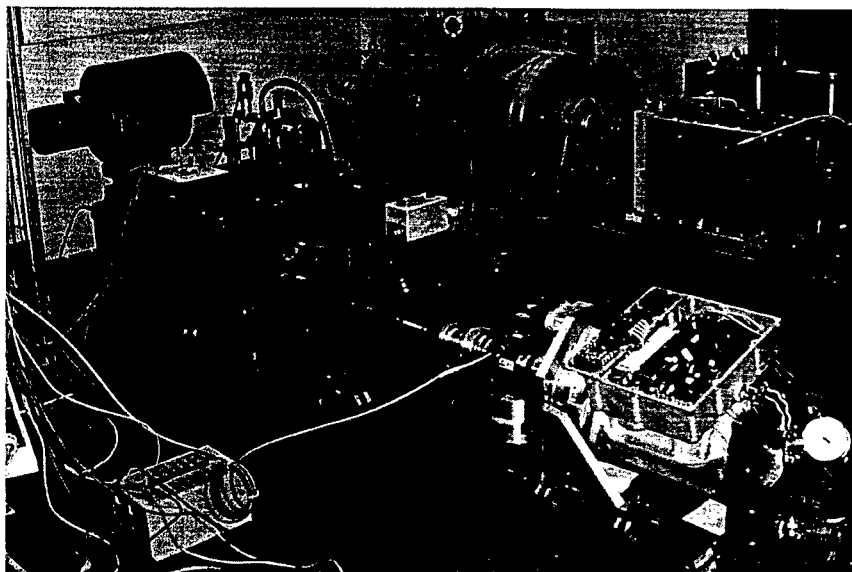


Bild 13-13: Laborprüfstand

13.4 Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

A	mechanische Arbeit, Fläche, Strang, Strombelag
A_{Cu}	Leiterquerschnittsfläche
a	Simulationskoeffizient, Polynomnullstelle, Parameter für Reibungsverlustbestimmung
B	magnetische Induktion, Strang
b	Simulationskoeffizient, Polynomnullstelle
C	Strang, Ausnutzungsziffer
CA	skalierter Steuerkoeffizient zur Bestimmung des Einschaltwinkels
CK	skalierter Steuerkoeffizient zur Bestimmung des Kommutierungswinkels
c	Polynomnullstelle
c_A	Steuerkoeffizient zur Bestimmung des Einschaltwinkels
c_K	Steuerkoeffizient zur Bestimmung des Kommutierungswinkels
D	Strang
d	Polynomnullstelle
d_R	Rotordurchmesser
e	Regelabweichung, Luftspaltrauhigkeit
F_{ni}	Normierungsfaktor für Strangstromsollwert
f	Frequenz
f_{PWM}	Grundfrequenz der PWM
f_S	Schaltfrequenz des Stromrichters
G_R	Übertragungsfunktion des Reglers
g	Stromdichte
I_{max}	maximaler Strangstrom
I_{maxdig}	normierter maximaler Strangstrom
I_{Nenn}	Nennstrom
I_{rms}	Effektivwert eines Strangstromes
I_{Arms}	Effektivwert des Strangstromes in Strang A
I_{Brms}	Effektivwert des Strangstromes in Strang B
I_{Crms}	Effektivwert des Strangstromes in Strang C
I_F	Durchlaßstrom einer Diode
I_{Satt}	Strangstrom bei einsetzender Sättigung
i	Zeitwert des Strangstromes, Strangstromverlauf, Integrationsschritt
i_A	Zeitwert des Strangstromes in Strang A
i_B	Zeitwert des Strangstromes in Strang B
i_C	Zeitwert des Strangstromes in Strang C
i_w	Stromsollwert
i_{wdig}	normierter Stromsollwert

K	Kopplungsfaktor des Resolvers
K_I	I-Anteil des Reglers
$K_{\text{Meß}}$	Verstärkung der Meßeinrichtung
K_{Mot}	Verstärkung der Motorwicklung
K_P	Proportionalverstärkung des P-Anteils
K_{Pd}	Proportionalverstärkung des P-Anteils in der d-Stellung
K_{Pq}	Proportionalverstärkung des P-Anteils in der q-Stellung
K_S	Streckenverstärkung
K_{Stell}	Verstärkung des Umrichters
k	Abtastschritt, Parameter für Reibungsverlustbestimmung
k_{ripp}	Drehmomentwelligkeit
L	Induktivität
LNM	skalierte Logarithmusfunktion des Drehmomentsollwertes
l	Blechpaketlänge
M	inneres Drehmoment eines Stranges
MA	skalierter Steuerkoeffizient zur Bestimmung des Einschaltwinkels
MK	skalierter Steuerkoeffizient zur Bestimmung des Kommutierungswinkels
M_{avr}	Mittelwert des inneren Drehmomentes eines Stranges
M_{avrGes}	Mittelwert des inneren Drehmomentes der m Stränge
M_{Ges}	inneres Drehmoment der m Stränge
M_{max}	Maximalmoment
M_{min}	Minimalmoment
M_{Nenn}	Nennmoment
M_{sta}	inneres statisches Drehmoment eines Stranges
M_w	Drehmomentsollwert
M_{Welle}	an der Welle abgegebenes mittleres Moment
m	Strangzahl, Zählindex Strom
m_A	Steuerkoeffizient zur Bestimmung des Einschaltwinkels
m_K	Steuerkoeffizient zur Bestimmung des Kommutierungswinkels
N_R	Anzahl der Rotorzähne
N_S	Anzahl der Statorzähne
n	Drehzahl, Simulationskoeffizient, Zählindex Winkel und Strom
n_{max}	Maximaldrehzahl
P_A	elektrische Leistung in Strang A
P_B	elektrische Leistung in Strang B
P_C	elektrische Leistung in Strang C
P_{avrGes}	Mittelwert der inneren mechanischen Leistung der m Stränge
P_{el}	Elektrische Eingangsleistung des Motors, bzw. elektrische Ausgangsleistung des Stromrichters

P_V	Verlustleistung
P_{VCu}	Kupferverluste
P_{VFe}	Eisenverluste
P_{VMot}	Verlustleistung im Motor
P_{VR}	Reibungsverluste
P_{Welle}	an der Welle abgegebene mittlere mechanische Leistung
$PWM_{100\%}$	Zahlenwert für Vollaussteuerung
p	Polpaarzahl, Steuerkoeffizient zur Berechnung des Stromsollwertes
pF	skalierter Steuerkoeffizient zur Berechnung des Stromsollwertes
p_v	Verlustleistung bezogen auf die gekühlte Statoroberfläche
q	Steuerkoeffizient zur Berechnung des Stromsollwertes
qF	skalierter Steuerkoeffizient zur Berechnung des Stromsollwertes
R	elektrischer Widerstand
R_B	Bohrungsradius
R_δ	Wärmeübergangswiderstand des Luftspaltes
R_{20}	elektrischer Widerstand bei 20° C
$SQRM$	skalierte Wurzelfunktion des Drehmomentsollwertes
T	Temperatur
T_A	Abtastzeit des Analog-Digital-Wandlers
T_n	Nachstellzeit des I-Gliedes
T_{PWM}	Periodendauer der PWM
T_R	Rechenzeit des Regelalgorithmus
T_t	Totzeit des Reglers
T_v	Vorlauftemperatur des Kühlmittels
T_l	Ankerzeitkonstante
T_{ld}	Wicklungszeitkonstante in der d-Stellung
T_{lq}	Wicklungszeitkonstante in der q-Stellung
T_μ	Summe der kleinen Zeitkonstanten
t	Zeit
t_{an}	Anregelzeit des Stromreglers
t_k	Abtastzeit absolut
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung eines IGBTs
U_F	Durchlaßspannung einer Diode
U_R	Sperrspannung einer Diode
U_d	Gleichspannung der Energiequelle
U_{ref}	Amplitude der Resolver-Referenzspannung
u	Zeitwert der Strangspannung, Zählindex
u_{cos}	Resolverausgangsspannung der Cosinusspur
u_{ref}	Resolver-Referenzspannung
u_{sin}	Resolverausgangsspannung der Sinusspur

u_{rot}	rotatorischer Anteil der Strangspannung
\dot{V}	Durchflußgeschwindigkeit des Kühlmittels
V_B	Bohrungsvolumen
W	magnetische Energie
W^*	magnetische Koenergie
w	Sollwert, Windungszahl
x	Istwert, Hilfsvariable zur Schaltwinkelberechnung
y	Reglerausgang
α	Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes
γ	Rotordrehwinkel (mechanisch)
δ	Weite des Luftspaltes
γ_0	Steuerkoeffizient zur Bestimmung der Schaltwinkel
γ_{el}	Rotordrehwinkel (elektrisch)
γ_{Λ}	Einschaltwinkel (elektrisch)
γ_K	Ausschaltwinkel (elektrisch)
γ_E	Endwinkel (elektrisch)
η_{Ges}	Wirkungsgrad des gesamten Antriebs
η_{Mot}	Wirkungsgrad des Motors
η_{SR}	Wirkungsgrad des Stromrichters
ψ	verketteter Fluß
ω	mechanische Kreisfrequenz
ω_{ref}	Frequenz der Resolver-Referenzspannung

14 Literaturverzeichnis

- [Aca85] Acarnley, P.; Hill, R.; Hooper, C.: **Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.IE-32, Nr.3, 1985, 215-222
- [Ace94] ACEA / EUCAR: **Project Europed, Electric Drive Train Specification - Revision 4**, 1994
- [Bas86] Bass, J.T.; Ehsani, M.; Miller, T.J.E.: **Robust Torque Control of Switched-Reluctance Motors Without a Shaft-Position Sensor**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.IE-33, Nr.3, 1986, 212-216
- [Bas87] Bass, J.T.; Ehsani, M.; Miller, T.J.E.: **Simplified Electronics for Torque Control of Sensorless Switched-Reluctance Motor**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.IE-34, Nr.2, 1987, 234-239
- [Bau96] Bausch, H.; Greif, A.; Kanelis, K.; Nickel, A.B.A.: **Torque Control of Battery-Supplied Switched Reluctance Drives for Electric Vehicles**, ICEM 1996, Vigo (Spanien), Vol.II, 229-234
- [Bau97] Bausch, H.; Kanelis, K.: **Feedforward Torque Control of a Switched Reluctance Motor Based on Static Measurements**, ETEP, Vol.7, No.6, 1997, 373-380
- [Bau98] Bausch, H.; Greif, A.; Nickel, A.B.A.: **Performance Characteristics of an EUROPED-medium SRD for Electric Vehicles**, SPEEDAM 1998, Sorrent (Italien), B2.1-B2.6
- [Bau98a] Bausch, H.; Greif, A.; Nickel, A.B.A.: **A 30kW/9000rpm Switched Reluctance Drive for Traction Applications**, ICEM 1998, Istanbul (Türkei), Vol.III, 2149-2154

- [Bau98b] Bausch, H.; Greif, A.; Lange, B.: **The Switched Reluctance EV Traction Drive - an Alternative to Induction Motor Technology?**, Proc. Global Power Train Congress, Advanced Propulsion Systems, Detroit (USA), Vol.5, 1998, 1-8
- [Bau98c] Bausch, H.; Greif, A.: **Reluktanzantriebe für E-Fahrzeuge**, DGES Fachtagung Elektrofahrzeuge: Entwicklungserfolge und Perspektiven, Karlsruhe (Deutschland), 1999, 13.1-13.13
- [Bes94] Besbes, M.; Ren, Z.; Razek, A.; Allano, S.: **Vibration diagnostic for doubly salient variable reluctance motors**, ICEM 1994, Paris (Frankreich), Vol.II, 415-418
- [Bla94] Blaabjerg, F.; Pedersen, J.K.; Nielsen, P.; Andersen, L.: **Investigation and Reduction of Acoustical Noise from Switched Reluctance Drives in Current and Voltage Control**, ICEM 1994, Paris (Frankreich), Vol.II, 589-594
- [Böt98] Böttiger, A.: **Regelungstechnik: Eine Einführung für Ingenieure und Naturwissenschaftler**, R. Oldenbourg Verlag, München, 3. Auflage, ISBN 3-486-24530-9, 1998
- [Brö98] Brösse, A.: **Sensorloser Betrieb eines geschalteten Reluktanzmotors mittels Kalman Filters**, Dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, 1998
- [Buj94] Buja, G.S.; Valla, M.I.: **Control Characteristics of the SRM drives PartII: Operation in the Saturated Region**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.41, No.3, 1994, 316-325
- [Byr76] Byrne, J.V.; O'Dwyer, J.B.: **Saturable Variable Reluctance Machine Simulation Using Exponential Functions**, Proceedings of the International Conference on Stepping Motors and Systems, University of Leeds, 1976, 11-16
- [Byr82] Byrne, J.V.; Mc Mullin, M.F.: **Design of a Reluctance Motor as a 10kW Spindle Drive**, Motor-Con. Proceedings, Geneva, Switzerland, 1982, 10-24

-
- [Cam89] Cameron, D.E.; Lang, J.H.; Umans S.D.: **The Origin of Acoustic Noise in Variable-Reluctance Motors**, IEEE Industry Applications Society Conference, 1989, 108-115
- [Cha87] Chappell, P.H.: **Winding current in a switched reluctance motor**, IEE Proceedings, Vol.134, Pt.B, No.5, 1987, 277-283
- [Col96] Colby, R.S.; Mottier, F.M.; Miller, T.J.E.: **Vibration Modes and Acoustic Noise in a Four-Phase Switched Reluctance Motor**, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, No.6, 1996, 1357-1364
- [Cor93] Corda, J.; Masic, S.; Stephenson, J.M.: **Computation and experimental determination of running torque waveforms in switched-reluctance motors**, IEE Proceedings-B, Vol.140, No.1, 1993, 387-392
- [Cri88] Crivii, M.; Jufer, M.: **Reluctant Motors modelling and control optimization**, ICEM 1988, Pisa (Italien), Vol.II, 535-540
- [Ehr93] Ehrhart, P.; Weck, W.; Gründl, A.; Hoffmann, B.: **Elektromotor mit induktiv arbeitendem Stellungsdetektor**, Europäische Patentschrift, EP 0 554 900 B1, Patentinhaber: Magnet-Motor Gesellschaft für magnetmotorische Technik mbH, Starnberg, 1993
- [Ehs90] Ehsani, M.; Husain, I.; Kulkarni, A.B.: **Elimination of Discrete Position Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives**, IAS, Vol.1, 1990, 518-524
- [Gal98] Gallegos-López, G.; Kjaer, P.C.; Miller, T.J.E.: **A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives**, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.34, Nr.4, 1998, 832-840
- [Gol94] Goldenberg, A.A.; Laniado, I.; Kuzan, P.; Zhou, C.: **Control of Switched Reluctance Motor Torque for Force Control Applications**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.41, No.4, 1994, 461-466

- [Got94] Gotovac, M.Sc.S.: **Geschalteter Reluktanzmotor für Positionierantriebe**, Dissertation, TU Berlin, 1994
- [Gre99] Greif, A.; Kollenda, G.; Raumer, T.: **Verfahren und Anordnung zur Regelung des Stromes in einer geschalteten Reluktanzmaschine**, Eingereichte Patentanmeldung 199 43 542.1, Patentinhaber: DaimlerChrysler AG, Stuttgart, 1999
- [Gre99a] Greif, A.: **Verfahren und Anordnung zur Regelung des Stromes in einer geschalteten Reluktanzmaschine**, Eingereichte Patentanmeldung 199 61 798, Patentinhaber: DaimlerChrysler AG, Stuttgart, 1999
- [Har88] Harris, W.D.; Lang, J.H.: **A Simple Motion Estimator for VR Motors**, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1988, 387-393
- [Hus94] Husain, I.; Ehsani, M.: **Error Analysis in Indirect Rotor Position Sensing of Switched Reluctance Motors**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.IA-41, No.3, 1994, 301-307
- [Hus94a] Husain, I.; Sodhi, S.; Ehsani, M.: **A Sliding Mode Observer Based Controller for Switched Reluctance Motor Drives**, IEEE Industry Application Meeting, Vol.1, 1994, 635-643
- [Hus94b] Husain, I.; Ehsani, M.: **Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.30, Nr.3, 1994, 665-672
- [Jus91] Justus, O.: **Dynamisches Verhalten elektrischer Maschinen**, Vieweg, ISBN 3-528-04917-0, 1991
- [Kir93] Kirchhoff, F.: **Ein sensorloses Antriebskonzept für SR-Motoren**, Forschungsbericht Technische Universität Berlin, 1993
- [Kir94] Kirchhoff, F.; Hanitsch, R.: **A sensorless SRM drive without A/D and D/A converters**, ICEM 1994, Paris (Frankreich), Vol.III, 314-317

- [Kir96] Kirchhoff, F.: **Geschalteter Reluktanzmotor mit modularer sensorloser Mikrocontroller-Ansteuerung**, Dissertation, Technische Universität Berlin, ISBN 3-89685-408-9, 1996
- [Lau93] Laurent, P.; Gabsi, M.; Multon, B.: **A New Indirect Rotor Position Sensing with Resonant Method for Switched Reluctance Motor**, PCIM, 1993, 324-331
- [Lon98] Long, S.A.; Zhu, Z.Q.; Howe, D.: **Vibrational Behaviour of Switched Reluctance Motors**, ICEM 1998, Istanbul (Türkei), Vol.III, 2122-2127
- [Lov97] Lovatt, H.C.; Stephenson, J.M.: **Computer-optimised smooth-torque current waveforms for switched-reluctance motors**, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.144, Nr.5, 1997, 310-316
- [Lum90] Lumsdaine, A.; Lange, J.H.: **State Observers for Variable-Reluctance Motors**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.37, 1990, 133-142
- [Mac88] MacMinn, S.R.; Rzesos, W.J.; Szczesny, P.M.; Jahns, T.M.: **Application of Sensor Integration Techniques to Switched Reluctance Motor Drives**, IAS, 1988, 584-588
- [Mat89] Materu, P.N.; Krishnan, R.: **Steady-State Analysis of the Variable-Speed Switched-Reluctance Motor Drive**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.36, No.4, 1989, 523-529
- [Mey90] Meyer, M.: **Leistungselektronik**, Springer-Verlag, ISBN 3-540-52460-6, 1990
- [Mil91] Miller, T.J.E.: **PC-SRD 4**, SPEED Consortium, University of Glasgow, 1991
- [Mil93] Miller, T.J.E.: **Switched Reluctance Motors and Their Control**, Magna Physics Publishing, ISBN 1-881855-02-3, 1993

- [Mil95] Miller, T.J.E.; Blaabjerg, F.; Kjaer, P.C.; Cossar, C.: **Efficiency optimisation in current controlled variable-speed switched reluctance motor drives**, Proceedings EPE, Sevilla, 1995, 3.741-3.747
- [Mog91] Moghbelli, H.H.; Adams, G.E.; Hoft, R.G.: **Prediction of the instantaneous and steady state torque of the switched reluctance motor using FEM with experimental results comparison**, Electric Machines and Power Systems, 1991, Vol.19, 287-302
- [Nic98] Nickel, A.B.A.: **Die Geschaltete Reluktanzmaschine als gesteuerte Drehmomentquelle**, Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 1998
- [Ort93] Orthmann, R.; Schöner, H.P.: **Turn-Off Angle Control of Switched Reluctance Motors for Optimum Torque Output**, EPE, Brighthon 1993, 20-25
- [Oza87] Oza, A.R.; Krishnan, R.; Adkar, S.: **A Microprocessor Control Scheme for Switched Reluctance Motor Drives**, IECON 1987, 448-453
- [Pan90] Panda, S.K.; Amaratunga, G.A.J.: **Switched Reluctance Motor Drive Without Direct Rotor Position Sensing**, IAS, Vol.1, 1990, 525-530
- [Pan93] Panda, S.K.; Amaratunga, G.A.J.: **Waveform detection technique of indirect rotor-position sensing of switched reluctance motor drives**, IEE Proceedings-B, Vol.140, No.1, 1993, 80-88
- [Ram94] Ramani, K.R.; Ehsani, M.: **New Commutation Methods in Switched Reluctance Motors Based on Active Phase Vectors**, IEEE 25th Annual Power Electronics Specialists Conference, Vol.1, 1994, 493-499
- [Ray86] Ray, W.F.; Davis, R.M.; Blake, R.J.: **The Control of SR Motors**, Conference on Applied Motion Control, Minneapolis, 1986, 137-145
- [Rei98] Reinert, J.: **Optimierung der Betriebseigenschaften von Antrieben mit geschalteter Reluktanzmaschine**, Dissertation, RWTH Aachen, ISBN 3-86073-682-5, 1998

- [Ric67] Richter, R.: **Elektrische Maschinen I**, Birkhäuser Verlag, 1967
- [Rie81] Rieke, B.: **Untersuchungen zum Betriebsverhalten stromrichter-
gespeister Reluktanzantriebe**, Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 1981
- [Ste92] Steiert, U.: **Drehmomentsteuerung einer Reluktanzmaschine mit
beidseitig ausgeprägten Polen und geringer Drehmomentwellig-
keit**, Dissertation TH Karlsruhe, 1992
- [Sti92] Stiebler, M.; Jie, G.: **A Low Voltage Switched Reluctance Motor
with Experimentally Optimized Control**, ICEM 1992, Manchester
(Großbritannien), Vol.II, 532-536
- [Sti93] Stiebler, M.: **Der geschaltete Reluktanzmotor -Eigenschaften und
Aussichten-**, Drives, 1993, 385-396
- [Stp79] Stephenson, J.M.; Corda, J.: **Computation of Torque and Current
in doubly salient Reluctance Motors from nonlinear magnetisation
data**, Proc. IEE, Vol.126, No.5, 1979, 393-396
- [Sur98] Suresh, G.; Fahimi, B.; Rahman, K.M.; Ehsani,M.: **Analysis of
Amplitude Modulation Methods for Sensorless SRM Drives**, IEEE
24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics, Vol.2,
1998, 917-922
- [Sur98a] Suresh, G.; Fahimi, B.; Ehsani,M.: **Improvement of the Accuracy
and Speed Range in Sensorless Control of Switched Reluctance
Motors**, IEEE 13th Applied Power Electronics Conference, Vol.2,
1998, 771-777
- [Sur98b] Suresh, G. ; Rahman, K.M.; Fahimi, B.; Ehsani,M.: **Self-tuning Sen-
sorless SRM Drives for Low Cost Mass Production**, IEEE Industry
Application Meeting, Vol.1, 1998, 593-600
- [Tor91] Torry, D.A.; Lang, J.H.: **Optimal efficiency excitation of variable
reluctance motor drives**, IEE Proc.B, Vol.138, No.1, 1991, 1-14

- [Val85] Vallese, F.J.: **Variable Reluctance Motor Drives for Electric Vehicle Propulsion**, Dissertation, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge/USA, 1985
- [Vog96] Vogt, K.: **Berechnung elektrischer Maschinen**, VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim, ISBN 3-527-28391-9, 1996
- [Vuk90] Vukosavic, S.; Peric, L.; Vuckovic, V.: **Sensorless Operation of the SR Motor with Constant Dwell**, PESC, 1990, 451-454
- [Weh97] Wehner, H.J.: **Betriebseigenschaften, Ausnutzung und Schwingungsverhalten bei geschalteten Reluktanzmaschinen**, Dissertation Universität Erlangen - Nürnberg, 1997
- [Wol99] Wolff, J.: **Drehzahlveränderbarer Industrieantrieb mit Geschaltetem Reluktanzmotor**, Dissertation, Universität Karlsruhe, 1999
- [Wu93] Wu, C.Y.; Pollock, C.: **Aime Domain Analysis of Vibration and Acoustic Noise in the Switched Reluctance Drive**, IEE Int. Conf. On Electrical Machines and Drives, 1993, 558-563
- [Wu95] Wu, C.Y.; Pollock, C.: **Analysis and Reduction of Vibration and Acoustic Noise in the Switched Reluctance Drive**, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.31, No.1, 1995, 91-98

Lebenslauf

Lebenslauf

Andreas Greif

05.07.1969	geboren in Erlangen
1975 - 1979	Grundschule in Bubenreuth
1979 - 1988	Musisches Gymnasium in Erlangen Abschluß: Allgemeine Hochschulreife
1988 - 1989	Ausbildung zum Offizier bei der Bundeswehr
1989 - 1993	Studium der Elektrotechnik an der Universität der Bundeswehr in München mit der Vertiefungsrichtung Energietechnik Abschluß: Diplom-Ingenieur
1993 - 1995	Dienst als Technischer Offizier bei der Luftwaffe
1995 - 2000	Doktorand und wissenschaftlicher Mitarbeiter am <i>Institut für Elektrische Antriebstechnik</i> der Universität der Bundeswehr in München